KONSTRUKČNÍ ELEKTRONIKA A Radio

ROČNÍK VI/2001. ČÍSLO 1

Amatérské RADIO

ŘADA B - PRO KONSTRUKTÉRY

ROČNÍK L/2001. ČÍSLO 1

V TOMTO SEŠITĚ

KONSTRUKČNÍ ELEKTRONIKA A RADIO

Vydavatel: AMARO spol. s r. o.
Redakce: Radlická 2, 150 00 Praha 5, tel.: (02) 57 31 73 11, tel./fax: (02) 57 31 73 10.
Šéfredaktor ing. Josef Kellner, sekretářka redakce Eva Kelárková, tel. 57 31 73 14.
Ročně vychází 6 čísel. Cena výtisku 36 Kč.
Rozšiřuje PNS a. s., Transpress spol. s r. o., Mediaprint & Kapa a soukromí distributoři.
Předplatné v ČR zajišťuje **Amaro** spol. s r. o. - Michaela Jiráčková, Hana Merglová (Radlická 2, 150 00 Praha 5, tel./fax: (02) 57 31 73 13, 57 31 73 12). Distribuci pro předplatitele také provádí v zastoupení vydavatele společnost Předplatné tisku s. r. o., Abocentrum, Moravské náměstí 12D, P. O. BOX 351, 659 51 Brno; tel: (05) 4123 3232; fax: (05) 4161 6160; abocentrum@pns.cz; reklamace - tel.: 0800-171 181.
Objednávky a predplatné v Slovenskej republike vybavuje MAGNET-PRESS Slovakia s. r. o., Teslova 12, P. O. BOX 169, 830 00 Bratislava 3, tel./fax (07) 444 545 59 - predplatné, (07) 444 546 28 - administratíva; email: magnet@press.sk.
Podávání novinových zásilek povoleno Českou poštou - ředitelstvím OZ Praha (č.j. nov 6005/96 ze dne 9. 1. 1996).
Inzerci v ČR přijímá redakce, Radlická 2, 150 00 Praha 5, tel.: (02) 57 31 73 11, tel./fax: (02) 57 31 73 10.
Inzerci v SR vyřizuje MAGNET-PRESS Slovakia s. r. o., Teslova 12, 821 02 Bratislava, tel./ /fax (07) 44 45 06 93.
Za původnost a správnost příspěvků odpovídá autor (platí i pro inzerci). Nevyžádané rukopisy nevracíme.
http://www.aradio.cz; *E-mail*: pe@aradio.cz
ISSN 1211-3557, MKČR 7443

Dějiny přenosu zpráv na dálku

Historie elektřiny a magnetizmu

Alexander Graham Bell

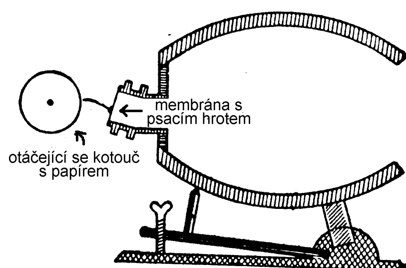
Narodil se v Edinburgu 3. března 1847 ve skotské rodině jako druhý ze tří bratří a byl pokřtěn jménem Alexander. Druhé jméno, pod kterým je známější - Graham, dostal až v jedenácti letech.

Neužil si příliš škol - vzdělával se oficiálně pouze jeden rok na soukromé škole a dva roky na Královské vysoké škole v Edinburgu, kde promoval ve svých 14 letech, nějaké přednášky absolvoval i na univerzitě v Londýně. Většinu vzdělání získal od rodičů a vlastním studiem.

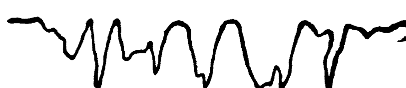
Snahou celé rodiny bylo, aby synové pokračovali v rodinné tradici - jeho otec učil neslyšící, byl odborníkem na fyziologii hlasu a v roce 1866 publikoval významnou práci o znakové řeči. Bellovo prvé zaměstnání bylo na soukromé škole v Elginu, tam vyučoval hudbu a přednes. V roce 1864 začal s vážným studiem zvuků.

V srpnu 1870 se přestěhovali do Kanady, poněvadž jeho starší bratr onemocněl tuberkulozou. O rok později mladý Bell v Bostonu vyučoval a předváděl otcem vymyšlený systém znakové řeči, dále se věnoval studiu zvuků a o dva roky později otevřel svou vlastní školu pro neslyšící. Roku 1873 se stal profesorem hlasové fyziologie na univerzitě v Bostonu.

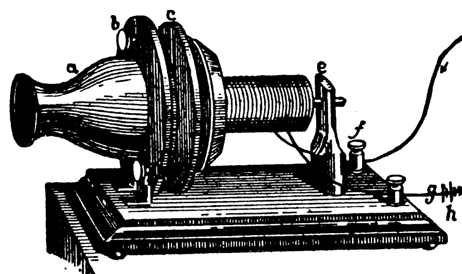
Jeho nadšeným obdivovatelem byl Thomas Watson, který mu pomáhal při



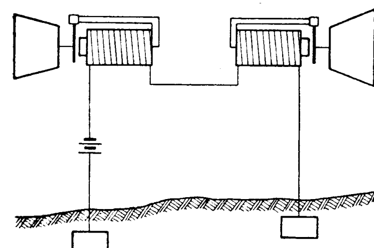
Výzkum přenosu řeči doprovázel i výzkum zvukových vln. Na obrázku je přístroj Leona Scotta, kterým bylo možné průběh zvukového vlnění graficky zaznamenat



Část záznamu řeči ze Scottova přístroje



Jeden z prvních Bellových prototypů telefonu



Nákres funkce Bellova telefonního systému. Sestával ze dvou stejných přístrojů, které se střídavě používaly jako vysílač a přijímač

sestrojování různých mechanických pomůcek a přístrojů k přenášení zvuků pomocí elektřiny. V roce 1875 získal např. patent na vícenásobný telegraf.

Vyčerpávající práce jednak profesorská, jednak experimentální však podlomily Bellovo zdraví, a tak se na čas vrátil zpět k rodičům do Kanady, aby zregeneroval své síly.

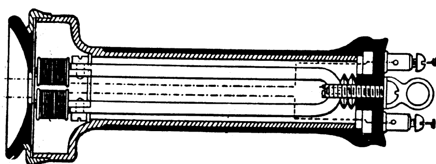
7. března 1876 obdržel patent na „telegrafickou metodu přenosu hlasu a jiných zvuků pomocí elektrického vlnění a přístroj k tomu“. Bell se postaral o průmyslovou výrobu a svůj telefon vystavoval ve Filadelfii, kde dostal ocenění.

Veřejnost se o tento vynález velmi zajímala a tak svůj vynález nabídl k využívání za 100 000 dolarů firmě Western Union Telegraph Company. Ta však nedocenila jeho praktické využití, navíc měla kontakty s jiným vynálezcem podobného přístroje - Grayem, a koupi odmítla.

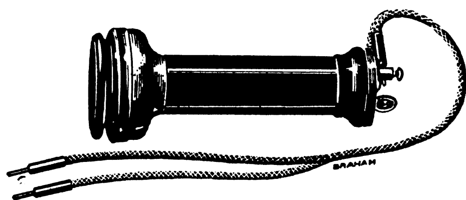
Bell proto založil s dalšími společníky, kteří se již dříve sponzorsky podíleli na jeho výzkumech, předchůdkyni dnešní známé firmy AT&T.

V roce 1877 se Bell oženil se svou žačkou, která byla také hluchá a byla dcerou jednoho z jeho sponzorů.

Akcie firmy neměly zprvu velký úspěch a Bell se jich na radu své



Průřez pokročilým typem Bellova telefonu



Vnější pohled na pokročilý typ Bellova telefonu

manželky rychle zbavoval. Jenže cena akcií, která z počátku klesla až na 65 dolarů, se pak během půl roku vyhoupla na 1000 dolarů a firma se později stala největší soukromou firmou na světě.

Bell se přestěhoval do Washingtonu, ale přestože byl již bohatým mužem, pokračoval dále ve výzkumech.

Jeho dalšími vynálezy byl fotofon (zařízení na přenos zvuků pomocí světelného paprsku), přístroje medicínského charakteru a pomůcky pro vyučování hluchých osob.

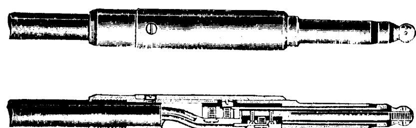
V roce 1880 obdržel Bell ve Francii Voltovu cenu a ve spolupráci s dalšími výzkumníky přišel na princip gramofonu, jaký ještě v mládí poznala i naše generace - včetně udržování konstantních otáček.

Bell založil organizaci k podpoře vyučování řeči u hluchých (od roku 1956 přejmenovanou na Alexander Graham Bell Association).

Když se objevily první stroje schopné létat, Bell se skupinou dalších nadšenců založili organizaci k podpoře výzkumu leteckých experimentátorů. Začal se zajímat i o další oblasti, jedna z nich nakonec vedla k praktickému využití sonaru. Před svou smrtí dokonce začal s vydáváním vlastního časopisu.

Bell se stal občanem Spojených států, ale zakoupil pozemky v Kanadě na Cape Breton, kde 2. srpna 1922 zemřel.

Dnes stěží někdo může s určitostí zjistit, zda myšlenka telefonu a její realizace se zrodila u Bella či Graye, podle indicií a vzhledem k delší práci v této oblasti se zdá, že skutečným vynálezcem byl Gray a Bell jen využil své obratnosti a známostí k získání patentu.



Propojovací konektor z manuální ústředny. Nahradily ho Strowgerovy otočné voliče

Paradoxem zůstává, že světu je znám jako vynálezce telefonu Graham Bell a o problematičnosti jeho prvenství se nemluví, zatímco o oblastech, ve kterých skutečně vynikal a kde je jeho přínos zcela nesporný, se ve veřejnosti prakticky neví.

Almon Breese Strowger

K ohromnému rozšíření telefonů na světě přispěl nejen vynález telefonního přístroje jako takového a rychlé budování rozsáhlých sítí telefonních vedení, ale také na svou dobu v podstatě geniální nápad, jakým způsobem automaticky docílit propojení dvou telefonních účastníků bez manuálního spojovacího pracoviště.

19. října 1839 se v Penfieldu (stát New York) narodil Almon Breese Strowger.

S telefonní technikou neměl mnoho společného, a jakým způsobem se dostal ke svému objevu, je neuvěřitelné. K obživě si totiž zřídil institut, který bychom dnes nazvali kompletním zajištěním pohřebních služeb.

V Americe ovšem i v této oblasti podnikání tehdy zuřil ostrý konkurenční boj, ve kterém se na pietu příliš nehledělo a tak záhy zjistil, že podplacená obsluha telefonní ústředny jeho potenciální zákazníky přepojuje na konkurenci.

To byl ovšem jen problematicky řešitelný problém, neboť nebylo dobře možné prokázat úmysl obsluhy ústředny, která se vymlouvala na obsazení či na nepřítomnost účastníka a snahu volajícímu nabídnout obdobnou službu.

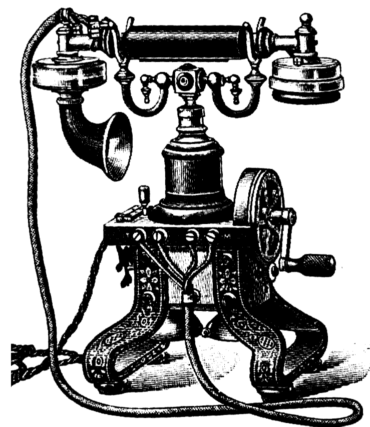
Strowger navštívil manipulační pracoviště ústředny několikrát, poznal, jakým způsobem se manuální spojování provádí a začal se zabývat myšlenkou nahradit obsluhu nějakým neúplatným, nejlépe automatickým spojovacím systémem.

Když si v duchu promítal postup, jakým postupuje obsluha manuální ústředny, přišel v roce 1888 na myšlenku sestrojit otočný volič, který byl později pojmenován po něm. Tento spojovací prvek umožňoval s pomocí číselnice u volajícího účastníka propojit žádané vedení k volanému účastníkovi pomocí pětidrátového (!) vedení.

Patent na svůj spojovací prvek obdržel v roce 1889. To je rok narození otočných voličů, které se v dalším století rychle rozšířily doslova do celého světa.

Vynálezce měl štěstí, že se spojil s velmi prozíravým, poctivým a schopným obchodníkem, který pozorně sledoval nové objevy a právě v tomto viděl budoucnost.

Byl to Joseph Harris, se kterým společně již v roce 1891 založili „Strowgerovu společnost pro automatické telefonní spojování“ a o rok později byla ve městě La Porte (stát Indiana) postavena první automatická telefonní ústředna na světě pro 80 účastníků.



Stolní telefon Ericsson z roku 1895

V roce 1895 pak sestrojil dvoupohybový automatický volič pro 100 účastnických vedení, který doslova kopíroval práci manuální ústředny. Tam manipulant pohybem vzhůru napřed vyhledal řadu svírek odpovídající žádané dekádě a pak vodorovným pohybem číslo v příslušné dekádě. Strowgerův volič dokázal totéž za pomoci elektrických impulzů, přicházejících z číselnice volajícího - to byl základ dekadických krokových voličů.

Krokové voliče pak ještě vylepšili technici firmy Siemens, která Strowgerův patent zakoupila a sestrojili tzv. čtvercový volič.

V roce 1899 na základě smlouvy mezi Strowgerovou společností a německou vojenskou a muniční továrnou v Karlsruhe se započalo se stavbou automatické ústředny pro 400 účastníků, která byla, zřejmě jako první v Evropě, uvedena do provozu 21. 5. 1900.

Strowger sám zemřel dva roky poté, 26. května 1902 ve městě St. Peterburg na Floridě.

O tom, že i u nás byl vývoj automatických ústředen sledován od prvopočátku, svědčí úryvek z článku v časopise Český mechanik z roku 1898: „... telefonní přístroj nového systému má týž tvar jako dosavadní, ale má na přední straně styk s deseti knoflíky pro čísla od 0 až do 9. Chce-li kdo mluvit s abonnentem č. 82, stiskne nejprve 8, pak 2. Je-li dotyčné číslo obsazeno, neozve se při stisknutí žádný zvuk. Není-li obsazeno, lze slyšet slabé zvonění a přístroj upozorní též volaného, čímž jest spojení uskutečněno. Automatický systém telefonní, ačkoliv první zařízení jest nákladné, poskytuje přece finanční výhody, poněvadž obsluha na cenrale jest úplně zbytečná.“

Literatura

[1] *Seger, J.*: Jak se lidé dorozumívali. Albatros, Praha 1987.

[2] *Reis, P.*: Das Telephon. Mainz 1878.

[3] *Debicki, S.*: Historia telekomunikacji. Warszawa 1963.

[4] *Antique Radio Magazine č. 30*. Maser 1999.

Ing. Jiří Peček, OK2QX

KONSTRUKCE A ZAJÍMAVÉ OBVODY Z NF TECHNIKY

Karel Bartoň

Toto číslo Konstrukční elektroniky, které se vám právě dostává do rukou, je celé tématicky zaměřeno na oblast nízkofrekvenční techniky. Audiotechnika je stále ještě jednou z oblastí, kde je možné při poměrně nízkých pořizovacích nákladech dosáhnout velmi dobré technické kvality zhotoveného zařízení, zejména při srovnání s komerčními výrobky, jejichž kvalita bývá u levných výrobků obvykle podprůměrná a kvalitní zařízení bývá zase naopak velmi drahé a stává se někdy až cenově nedostupným.

Pro dosažení dobrých výsledků při amatérské konstrukci tohoto typu zařízení podle podrobně popsaného schématu nebo dobře zpracovaného návodu není navíc mnohdy potřeba téměř žádných speciálních a těžko dostupných měřicích přístrojů. Většinou ve své dílně při oživování, nastavování a proměřování vystačíme s jedním univerzálním měřicím přístrojem pro měření napětí a proudu, se zdrojem tvarových kmitů (s nízkofrekvenčním generátorem) a s levným starším osciloskopem.

Proto bývá, jak vyplývá ze zkušenosti, na tento typ konstrukcí dosti velký ohlas i v dnešní době, kdy je možné všechno koupit, ale slušná kvalita je podmíněna vysokou cenou, a poptávka po nových konstrukcích a popisech zajímavých obvodů stále trvá.

Skromnější dílenské vybavení je však vhodné vyvážit dobrými a hlubšími teoretickými znalostmi dané problematiky a podrobnou dokumentací k použitým klíčovým součástkám, zejména k integrovaným obvodům. Dobré schéma nebo stavební návod prostě jenom nestačí.

Úvod

Na následujících stránkách Konstrukční elektroniky naleznete několik praktických zapojení, návrhů a konstrukcí z oblasti nízkofrekvenční techniky, ale i popisy a aplikační zapojení zajímavých integrovaných obvodů, které mohou sloužit k další inspiraci při návrhu a stavbě zařízení vlastní konstrukce.

Vybral jsem taková zapojení, obvody a konstrukce, které se mi nějakým způsobem zdály být zajímavé a samozřejmě kvalitní, a o kterých si myslím, že by mohly zaujmout i další elektroniky, zabývající se (nejen) nízkofrekvenční technikou, a pomoci jim při jejich činnosti.

Větší část všech zapojení pochází ze stránek různých zahraničních časopisů, které se mi během uplynulých let dostaly do rukou, další část jsou zapojení a poznatky z aplikačních či katalogových listů výrobců a některá zapojení a konstrukce, o které bych se chtěl se čtenáři podělit, jsou původní.

Vzhledem k omezenému rozsahu časopisu se mi však nepodařilo vtěsnat do jednoho čísla všechny zajímavé materiály, které jsem měl připravené, takže časem by mělo následovat ještě jedno číslo stejného zaměření a s podobně strukturovaným obsahem.

Tématicky jsou jednotlivá zapojení a obvody rozděleny pro přehlednost podle svého určení a zaměření do několika částí.

Na začátku bude popsáno několik zapojení nízkofrekvenčních zesilovačů, které byly navrženy s ohledem na co možná nejmenší šum a lze je tedy v principu použít i pro měřicí účely.

Následovat budou schémata různých korekčních zesilovačů, ekvalizérů a elektronických přepínačů vstupů, včetně popisu několika velmi zajímavých a kvalitních integrovaných obvodů, speciálně vyvinutých pro použití v těchto částech nízkofrekvenčního zařízení. Nebude vynechán ani popis několika integrovaných obvodů, pracujících jako digitálně řízené potenciometry nebo ekvalizéry.

Nakonec nebudou samozřejmě chybět ani výkonové zesilovače s výstupními výkony v širokém rozmezí od jednotek až do tisíce wattů a doplňky k nim, takže každý konstruktér by si zde měl přijít na své.

Zde bych chtěl také čtenáře poprosit, aby se na mně neobraceli se žádostmi o sehnání integrovaných obvodů nebo jiných součástek, ani se žádostmi o asistenci při oživování různých zařízení.

U všech klíčových součástek se snažím zpravidla vždy uvést výrobce, na jehož internetových stránkách je možné nalézt kontakty na obchodní zastoupení v ČR, a zde by vám měli dát kontakt na nejbližšího autorizovaného prodejce. Na těchto stránkách je zpravidla také možné získat další informace o vyráběném sortimentu a lze z nich stáhnout podrobné a aktualizované katalogové listy. Seznam některých užitečných internetových adres se vztahem k elektronice a elektronickým součástkám naleznete na konci tohoto časopisu.

Dobrým zdrojem adres všech prodejců elektronických součástek je také poměrně obsáhlá inzertní část uprostřed časopisu Praktická elektronika, případně inzerce v ostatních odborných časopisech tohoto zaměření.

Pokud zkusíte všechny možnosti a požadovanou součástku přesto neseženete, neseženu ji tedy ani já.

Poslední alternativou pro majitele některých platebních karet je možnost objednávky např. přes internet u některé zahraniční firmy, ale při kusových objednávkách se tento způsob většinou dost prodraží.

Důvodů, proč je např. některý integrovaný obvod nedostupný, může být několik: jedná se o novinku, a obvod ještě není na našem trhu, nebo je obvod naopak starší, a již se nevyrábí. Nebo obvod nikdo neprodává prostě jen proto, že je dosud neznámý a z tohoto důvodu jej ještě nikdo nepoptával. Prodejce tedy nemá potřebu jej držet v sortimentu a skladem.

V případě novinky si tedy musíme nějaký čas počkat. Pokud se dozvíme,

že se obvod již nevyrábí, nemusí to však nutně znamenat, že se již ani neprodává – může být na trhu ještě velmi dlouho, a to dokonce za velice příznivou cenu. Aplikace takových obvodů není sice zrovna nejvhodnějším řešením pro zahájení sériové výroby, ale pro amatérskou kusovou stavbu jsou tyto obvody docela dobře použitelné. Navíc téměř každý dobrý a zajímavý integrovaný obvod je zpravidla následován svým modernějším ekvivalentem. Pak většinou stačí nepatrná úprava zapojení, a pokud ne, může zajímavé schéma zapojení či jeho princip sloužit alespoň jako inspirace.

Žádostem o pomoc při oživování zařízení a shánění součástek nemohu vyhovět, jednoduše řečeno, z časových důvodů – mám náročné zaměstnání a manželku, a kromě elektroniky mám ještě další zájmy. To jsou důvody, které snad jistě každý pochopí a nebude se na mne proto, doufám, zlobit.

Úplně nakonec bych rád všem čtenářům časopisu KE popřál vše nejlepší do roku 2001 a hodně úspěchů při stavbě elektronických zařízení.

Nf předzesilovače s malým šumem

V následujících třech kapitolách je obsaženo několik zapojení lineárních předzesilovačů, předzesilovačů pro magnetodynamickou přenosku a korekčních zesilovačů.

Všechna zapojení vynikají svými technickými parametry, zejména velmi malým šumem (velkým odstupem užitečného signálu od šumu) a malým zkreslením. To jsou, dalo by se říci, ty nejzákladnější požadavky na předzesilovače, které zprácovávají malé signály.

Dalšími kvalitativními parametry, nejvíce ovlivňujícími výslednou jakost zpracovávaného nf signálu, je rychlost přeběhu (označovaná v angličtině SR – Slew Rate), která má přímý a znatelný vliv na celkovou věrnost průběhu signálu a tedy i na zkreslení, a dále celkový odstup všech rušivých napětí od užitečného signálu, tedy odstup nejen šumu.

Jedním z hlavních zdrojů rušivého napětí u citlivých předzesilovačů bývá jejich nedostatečně vyfiltrované napájecí napětí. Přenos rušení z napájecího zdroje lze značnou měrou potlačit naprosto symetrickým zapojením předzesilovače, ale pouze do jisté míry.

Schéma zesilovače se sebelépe propracovaným obvodovým řešením, ve kterém jsou použity i ty nejkvalitnější součástky však ještě samo o sobě nezaručuje očekávaný a dokonalý výsledek. Proto je potřeba věnovat dostatečnou pozornost i ostatním pomocným obvodům, jako např. zapojení a konstrukci napájecího zdroje.

Častou chybou bývá např. předpoklad, že když za monolitický integrovaný stabilizátor zapojím elektrolytický kondenzátor s velkou kapacitou, je problém s dostatečnou filtrací napájecího napětí vyřešen.

To je však velký omyl a můžeme si to jednoduše ověřit pomocí osciloskopu změřením průběhu zvlnění napětí na kondenzátorech s různou kapacitou, připojených na výstupní svorky monolitického stabilizátoru. Zvlnění dostatečně nepotlačíme ani s kapacitami řádu tisícovek μF. Vysvětlení je přitom jednoduché – současné monolitické stabilizátory napětí jsou poměrně tvrdými zdroji s velmi malým výstupním odporem, pohybujícím se řádově v desetinách až jednotkách mΩ. Z toho si můžeme jednoduše odvodit, jak velkou by musel mít kapacitu filtrační kondenzátor, tvořící s výstupním odporem stabilizátoru filtrační článek *RC*.

Protože předzesilovače mají zpravidla poměrně malý proudový odběr, a většinou proto není ani potřeba zaručit velmi malý výstupní odpor zdroje stabilizovaného napětí, je vhodné zařadit za výstup stabilizátoru (nebo usměrňovače, jestliže stabilizátor není použit) vhodný dodatečný filtrační článek.

Mnohem vhodnější než obyčejný jednoduchý filtrační článek *RC* je filtr s tzv. tranzistorovým násobičem kapacity, který jsem použil v napájecím zdroji pro kompandér v [1] a jehož zapojení je na obr. 1.

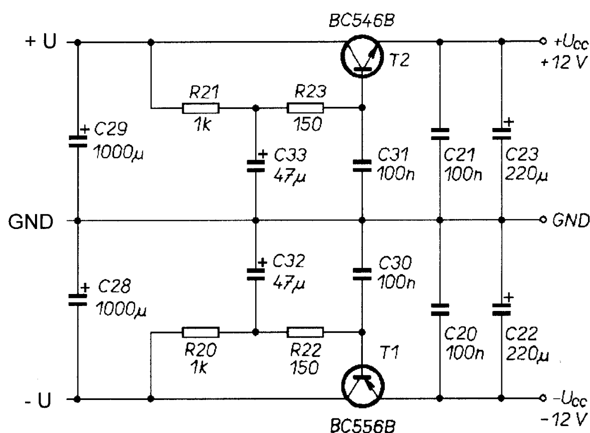
Tranzistorový násobič kapacity se chová jako jednoduchý filtrační článek *RC*, který by měl odpor filtračního rezistoru βx menší než je odpor filtračního rezistoru (R21, R20) ve filtru s násobičem kapacity a kapacitu filtračního kondenzátoru βx větší, než je kapacita filtračního kondenzátoru (C33, C32) ve filtru s násobičem kapacity (β je proudový zesilovací činitel tranzistoru). Násobič kapacity vlastně nenásobí kapacitu, ale díky proudovému zesílení tranzistoru umožňuje při stejném úbytku napětí na filtru zvětšit βx odpor filtračního rezistoru. To má stejný účinek, jako by při původním odporu filtračního rezistoru byla βx zvětšena kapacita filtračního kondenzátoru. Je však třeba si uvědomit, že ve filtru s násobičem kapacity musí tranzistor vždy pracovat v lineární oblasti a napětí na jeho kolektoru nesmí poklesnout pod požadované napětí na jeho emitoru. Proto nemůže takový filtr vyhlazovat pulzující napětí s větším zvlněním, ale je vhodný pro konečnou filtraci již vyhlazeného napětí.

Filtr s násobičem kapacity má na výstupu mnohem menší zvlnění než mají klasické monolitické stabilizátory.

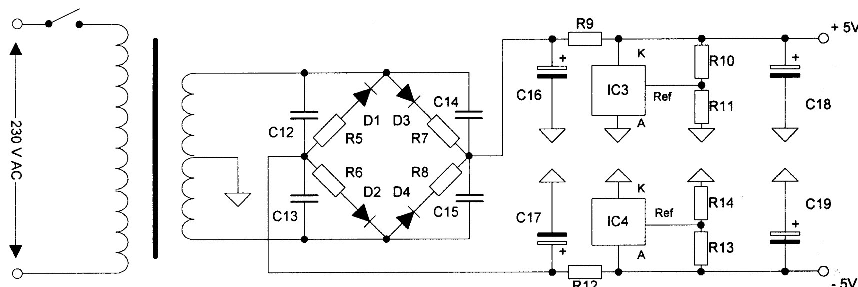
Na obr. 2 je úplné zapojení dalšího zdroje, které jsem navrhnul pro napájení zařízení High-End pro potlačení šumu, které bylo popsáno v [2]. Toto zapojení zdroje používám s drobnými úpravami (týkajícími se pouze hodnot a dimenzování součástek) i pro jiná výstupní napětí a pro napájení jiných citlivých obvodů.

Napájecí zdroj podle obr. 2 poskytuje symetrické a stabilizované napětí pro zařízení, kde je velmi důležité, aby napájecí napětí mělo co nejmenší zvlnění a obsah dalších nežádoucích složek, což by jinak negativně působilo na celkové parametry těchto zařízení.

Proto je zde pro co nejúčinnější filtraci použito poněkud netypické zapojení s integrovaným obvodem TL431.



Obr. 1. Zapojení symetrického zdroje s tranzistorovými násobiči kapacity



Obr. 2. Kvalitní symetrický stabilizovaný zdroj s obvody TL431 (IC3, IC4)

Tento IO je přesný monolitický referenční zdroj s nastavitelnou velikostí výstupního napětí. TL431 pracuje jako bočníkový regulátor, tedy stejně jako Zenerova dioda. Ve srovnání se Zenerovou diodou však má velmi malý teplotní koeficient a jeho pracovní napětí lze nastavit dvěma vnějšími rezistory R1 a R2 v rozsahu od asi 2,5 až do 36 V. Rezistory R1 a R2 jsou zapojeny jako dělič, který je připojen mezi elektrody K a A obvodu. Se středem děliče je spojen řídicí vstup (označený na obr. 2 jako Ref) obvodu.

Velikost pracovního napětí obvodu LM431 (tj. výstupního napětí zdroje) je určena vztahem:

$$U_{VÝST} = 2{,}5 \cdot (1 + R1/R2) + I_{REF} \cdot R1 \quad [\mathrm{V}, \Omega, \mathrm{A}],$$

kde I_{REF} je proud řídicího vstupu Ref, který je řádu desetin μA.

Na obr. 2 odpovídají rezistoru R1 ze vzorce rezistory R10 a R13 a rezistoru R2 ze vzorce rezistory R11 a R14.

Obvod TL431 vyniká též širokým rozsahem pracovního proudu, který může být v rozmezí od 1 do 100 mA při typické dynamické výstupní impedanci 0,22 Ω.

Protože TL431 pracuje jako bočníkový regulátor, může být použit jako zdroj referenčního napětí nejen kladné, ale i záporné polarity. Nezanedbatelnou výhodou je v této aplikaci též malá šumová složka výstupního napětí.

Podrobný popis obvodu TL431 včetně několika jeho zapojení mohou zájemci nalézt ve [3].

Zdroj podle obr. 2 má na výstupu mnohem menší zvlnění a šum než mají klasické monolitické stabilizátory.

Za zmínku stojí ještě použití rezistorů R5 až R8, zapojených v sérii s usměrňovacími diodami D1 až D4 ve dvoucestném usměrňovači zdroje. Tyto rezistory uměle zvyšují dynamický odpor diod. Zvětšením dynamického odporu diod se zmenší úroveň a strmost impulsů vznikajících při spínání a vypínání diod a tím se zlepší možnost tyto impulsy následně odfiltrovat. Jinak totiž tyto impulsy zbytečně zvětšují šum v signálových obvodech.

Seznam součástek zdroje podle obr. 2

R5, R6, R7, R8	22 Ω
R9, R12	150 Ω
R10, R11, R13, R14	2,7 kΩ
C12, C13, C14, C15	22 nF, fóliový
C16, C17	2200 μF/16 V, ellyt.
C18, C19	1000 μF/10 V, ellyt.
D1, D2, D3, D4	1N4148
IC3, IC4	TL431

toroidní síťový transformátor, 230 V/2x 9 V/2x 0,2 A

síťový spínač

Součástky pro nf předzesilovače s malým šumem

Pro konstrukci kvalitního zařízení s cílem dosáhnout co nejlepších technických parametrů je nutné samozřejmě používat také co nejkvalitnější součástky. To se netýká jen klíčových součástek, jako jsou integrované obvody nebo tranzistory, ale i pasívních součástek.

Na místě operačních zesilovačů je vhodné podle potřeby a možností vybírat na prvním místě zejména z typů s co nejmenším udávaným vstupním šumovým napětím, je ovšem třeba brát podle konkrétní aplikace zřetel i na ostatní parametry, jako je rychlost přeběhu, šířka pásma, minimální zatěžovací impedance, do které je operační zesilovač schopen pracovat, velikost potlačení souhlasných napětí, vstupní napěťová nesymetrie (offset) a proud vstupů, minimální a maximální velikost napájecího napětí apod.

Při výběru a porovnávání jednotlivých typů od jednotlivých výrobců a z různých katalogů musíme brát v úvahu také udávané podmínky, za kterých byly sledované parametry a katalogové údaje měřeny. Jen tak můžeme dojít k objektivním výsledkům.

Pro snadnější orientaci by měla sloužit následující tab. 1, obsahující přehled více či méně dostupných operačních zesilovačů od různých světových výrobců, používaných v nízkofrekvenčních zařízeních, včetně jejich základních parametrů.

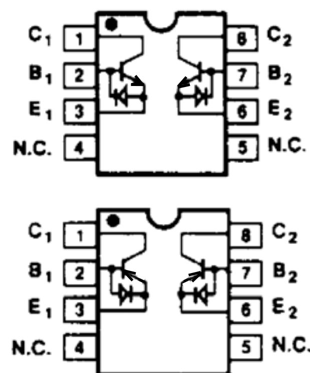
V případě použití diskrétních prvků – nízkošumových tranzistorů – není z důvodu poměrně malého reálně dostupného sortimentu volba tak složitá. Stejně jako u operačních zesilovačů (ty jsou ostatně, jak známo, stejně složeny z tranzistorů) můžeme nejdříve volit mezi bipolárními tranzistory nebo tranzistory FET.

Jako bipolární nízkošumové „speciály” se ve vstupních obvodech většinou používají tranzistory MAT02 a MAT03, které vyráběla firma PMI (Precision Monolithics Inc.) nebo jejich ekvivalenty SSM2210 a SSM2220, vyráběné firmou Analog Devices.

V obou případech se jedná vždy o dva párované nízkošumové tranzistory v jednom společném pouzdře, takže je zaručen i jejich vynikající teplotní souběh. Tranzistory MAT jsou v kulatém kovovém pouzdře TO-78. Tranzistory SSM se dodávají v klasickém pouzdře DIP nebo SO s osmi vývody, zapojení vývodů je na obr.3.

Jedno pouzdro obvodu SSM2210 nebo MAT02 obsahuje dva tranzistory vodivosti NPN, pouzdro obvodu SSM2220 nebo MAT03 obsahuje k nim komplementární dvojici tranzistorů s vodivostí PNP.

Pro všechny uvedené typy je zaručováno vstupní šumové napětí menší než 1 nV√Hz při 100 Hz.



Obr. 3. Zapojení vývodů tranzistorů SSM2210 a SSM2220

Jako alternativu je možné použít i dvojici tranzistorů NPN v jednom pouzdře s označením 2N2914 a k nim komplementární dvojici tranzistorů PNP s označením BFX36.

Podobné vlastnosti jako SSM2210 nebo MAT02 má i dvojice tranzistorů v jednom pouzdře LM394 (nebo LM194) od firmy NSC, nedělá se k nim však ekvivalent s vodivostí PNP.

Z jednotlivých tranzistorů je ve vstupních obvodech možné použít např. běžně dostupné tranzistory BC413 nebo BC550 (NPN) nebo BC560 (NPN).

U tranzistorů FET patří k nejlepším dvojice tranzistorů v jednom pouzdře s označením 2SK146 (výrobce Toshiba).

Z pasivních prvků může hrát důležitou roli volba typu kondenzátorů, resp. volba správného dielektrika.

Přednostně je vhodné volit fóliové typy, při potřebných větších kapacitách potom bipolární. Klasické elektrolytické kondenzátory (hliníkové i tantalové), stejně tak jako keramické kondenzátory větších kapacit jsou vhodné pouze pro filtraci a blokování napájecího napětí a neměly by být v žádném případě použity v signálové cestě.

K nejlepším řešením ovšem patří navrhnout zesilovač jako stejnosměrný a použití oddělovacích kondenzátorů v signálové cestě se tak vyhnout. To lze provést u stejnosměrně vázaných lineárních zesilovačů. U korekčních zesilovačů a filtrů se však použití kondenzátorů jen tak nevyhneme.

Protože mají různé typy dielektrika, používaného při výrobě fóliových kondenzátorů, různé výhodné, ale také i nevýhodné vlastnosti, skládá se někdy pro dosažení vlastností blížících se ideálu kondenzátor ze dvou kusů, např. z jednoho s velkou kapacitou s polyesterovým dielektrikem a z paralelně k němu připojeného druhého kondenzátoru s malou kapacitou s polypropylenovým dielektrikem.

Co se týká rezistorů, je vhodné se vyhnout levnějším typům s uhlíkovou vrstvou a raději používat metalizované rezistory.

Síťový transformátor bychom měli v zařízeních, která zpracovávají sig-

Tab. 1. Přehled operačních zesilovačů

Typ O. Z.	Ekv. vstupní šumové napětí		Rychl. přeběhu [V/μs]	Šířka pásma [MHz]	Vstupní proud	Vst. proud. nesym.	Vstupní napěťový offset	CMRR [dB]	Min. zatěž. imp. [Ω]	Max. napáj. napětí	Klidový proud [mA]	Výrob-ce
	10 Hz	1 kHz										
LT1028	1	0,9	15	75	25 nA	12 nA	10 μV	126	600	±22 V	7,4	LT
LT1115	1	0,9	15	70	50 nA	30 nA	50 μV	123	600	±22 V	8,5	LT
TLE2037	3,3	2,5	7,5	76	15 nA	6 nA	10 μV	131	600	±22 V	3,8	TI
TLE2027	3,3	2,5	2,8	13	15 nA	6 nA	10 μV	131	600	±22 V	3,8	TI
OP37	3,5	3	17	63	10 nA	7 nA	10 μV	126	600	±22 V	3	LT
LM637	3,5	3	14	65	3 nA	2 nA	15 μV	140	600	±22 V	3	NSC
LM627	3,5	3	4,5	14	3 nA	2 nA	15 μV	140	600	±22 V	3	NSC
OP27	3,5	3	2,8	8	10 nA	7 nA	10 μV	126	600	±22 V	2,5	LT
SSM2139	3,6	3,2	11	30	5 nA	1 nA	20 μV	115	600	±18 V	4,4	PMI
OP270	3,6	3,2	2,4	5	5 nA	1 nA	10 μV	125	2 k	±18 V	4	AD
AD743	5,5	3,2	2,8	4,5	150 pA	40 pA	250 μV	95	600	±18 V	8,1	AD
SSM2134	5,5	3,5	13	10	350 nA	15 nA	300 μV	114	600	±22 V	4,5	PMI
NE5534	6	4	13	10	500 nA	20 nA	500 μV	100	600	±22 V	4	PHIL
LM833	7	4,5	7	15	500 nA	10 nA	300 μV	100	2 k	±18 V	2,5	NSC
THS4021	7,5	2	470	350	3 μA	30 nA	500 μV	95	150	±16,5 V	7,8	TI
NE5532	9	6	9	10	200 nA	10 nA	500 μV	100	600	±22 V	4	PHIL
THS4031	10	2	100	100	3 μA	30 nA	500 μV	95	150	±16 V	8,5	TI
TLE2141	15	10,5	45	5,9	0,8 μA	8 nA	225 μV	118	2 k	±22 V	3,4	TI
TLV2460	15**	11	1,6	6,4	4,4 nA	2,8 nA	100 μV	80	2 k	6 V	0,5	TI
TLC2201	18	8	2,7	1,9	1 pA	0,5 pA	100 μV	115	10 k	±8 V	1,1	TI
OPA637	20	5,6	135	80	2 pA	1,5 pA	280 μV	110	600	±18 V	7	BB
OPA627	20	5,6	55	16	2 pA	1,5 pA	280 μV	110	600	±18 V	7	BB
THS4011	-	7,5*	310	290	2 μA	25 nA	1 mV	110	150	±16,5 V	7,8	TI
TLV2361	27	8	3	7	20 nA	5 nA	1 mV	75	10 k	±3,5 V	1,4	TI
TLE2071	28	11,6*	45	10	15 pA	5 pA	340 μV	89	600	±19 V	1,6	TI
OPA2107	30	9	18	4,5	4 pA	1 pA	100 μV	94	2 k	±18 V	4,5	BB
AD711	45	18	20	4	15 pA	10 pA	300 μV	88	2 k	±18 V	2,5	AD
TL071	45	18	13	3	30 pA	5 pA	3 mV	86	2 k	±18 V	1,4	TI
TLC2272	48	9	3,6	2,2	1 pA	0,5 pA	300 μV	75	600	±8 V	2,2	TI

* @ 10 kHz, ** @ 100 Hz, AD = Analog Devices, BB = Burr-Brown, LT = Linear Technology, NSC = National Semiconductor, PHIL = Philips, PMI = Precision Monolithics, TI = Texas Instruments

nály s malou úrovní, volit z důvodu minimalizace rušivého rozptylového magnetického pole zcela zásadně v toroidním provedení.

Lineární předzesilovače

Dále je uvedeno několik zapojení lineárních zesilovačů, které však mohou být modifikovány a po doplnění vhodných korekčních článků mohou sloužit i pro jiné účely, např. jako korekční předzesilovače nebo předzesilovače pro magnetodynamickou přenosku.

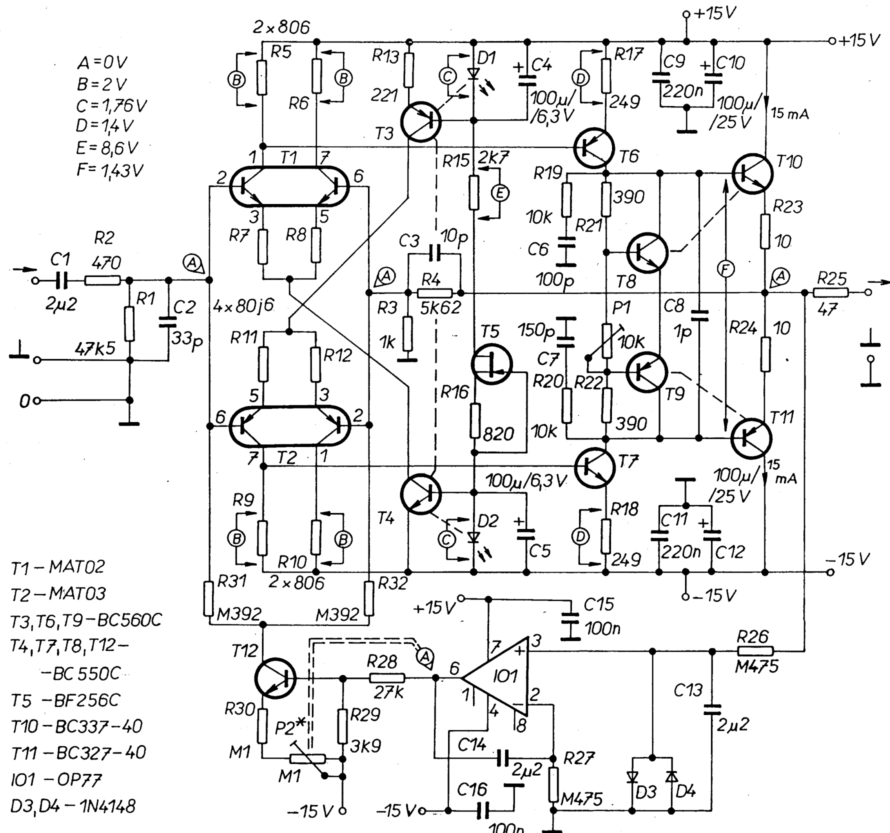
Na obr. 4 je schéma předzesilovače, jenž byl popsán v [4]. Tento předzesilovač patří k absolutní špičce a díky svým parametrům může být použit i v těch nejnáročnějších nf zařízeních nebo jako zesilovač pro měřicí účely. Za všechno zřejmě hovoří jeho technické údaje, uvedené v tab. 2.

Pro konstrukci byly použity diskrétní polovodičové součástky. Ne snad z nostalgických důvodů, ale proto, že požadovaných parametrů lze i při použití těch nejlepších dostupných operačních zesilovačů jen těžko dosáhnout. Zesilovač pracuje ve třídě A a je zde na první pohled striktně dodržována symetrická koncepce.

Diferenční zesilovač na vstupu je osazen dvojitými nízkošumovými tranzistory MAT02 (T1) a MAT03 (T2), o kterých byla již zmínka v předchozí kapitole. Emitory těchto tranzistorů jsou z důvodu zabezpečení stálých

Tab. 2. Technické údaje vstupního zesilovače z obr. 4 (pro efektivní hodnotu výstupního napětí 1 V)

Parametr	Hodnota
Celkové harmonické zkreslení – THD (1 kHz)	< 0,00005 % = < -127 dB
Celkové harmonické zkreslení – THD (20 kHz)	< 0,0004 % = < -108 dB
Celkový odstup rušivých napětí THD + N (B = 22 Hz až 80 kHz, f = 22 Hz až 80 kHz)	< 0,0012 % = < -95 dB
Celkový odstup rušivých napětí při šířce pásma B = 22 Hz až 22 kHz	> 104 dB
Šířka pásma	1,5 Hz až 3,7 MHz
Rychlost přeběhu SR	přibližně 200 V/μs
Doba náběhu	0,1 μs
Vstupní impedance	47 kΩ
Citlivost	150 mV
Max. velikost efektivní hodnoty výstupního napětí	9 V



Obr. 4. Lineární předzesilovač se špičkovými parametry podle [4]

pracovních podmínek napájeny ze zdrojů konstantního proudu, tvořenými součástkami T3, D1 a T4, D2, přičemž D1 a D2 (červené LED) slouží jako zdroje referenčního napětí. Součástky T3, D1 a T4, D2 by z důvodu dobré vzájemné tepelné vazby (kvůli minimalizaci vstupní napěťové nesymetrie) při změnách teploty měly být umístěny vzájemně v těsné blízkosti. Nejlepším řešením je použít jako D1 a D2 dvě ploché LED, ty vložit mezi rovnou stranu pouzder TO92 tranzistorů T3 a T4 a vše stáhnout co nejtěsněji měděným páskem. Předtím je vhodné ještě všechny tyto součástky potřít tepelně vodivou pastou. Samotné LED jsou napájeny konstantním proudem z tranzistoru FET T5.

Za vstupním diferenciálním zesilovačem následuje souměrný rozkmitový stupeň s tranzistory T6 a T7, pracující jako budič koncových tranzistorů T10 a T11.

Tranzistory T8 a T9, které jsou zapojené v bázích koncových tranzistorů pracují jako „tranzistorová" Zenerova dioda a zabezpečují nezávislost klidového proudu koncových tranzistorů na teplotě. Správná a přesná funkce teplotní kompenzace klidového proudu koncových trnzistorů musí být zajištěna dobrou tepelnou vazbou mezi tranzistory T8 a T10 a T9 a T11 (na schématu je tato vazba zakreslena přerušovanou čarou). Když se zvýší teplota koncového tranzistoru, ohřeje se i tranzistor, zapojený v jeho bázi, a více se otevře. Tím se následně zmenší předpětí báze koncového tranzistoru a jeho klidový proud zůstává konstantní.

Klidový proud koncových tranzistorů se nastavuje odporovým trimrem P1. Při oživování zesilovače otáčíme pozvolna běžcem z výchozí polohy při maximálním odporu tak, abychom nastavili klidový proud koncových tranzistorů na 15 mA. Abychom nemuseli při měření proudu nic rozpojovat, měříme úbytek napětí přímo na rezistoru R23 nebo R24. Při jejich odporu 10 Ω musíme na nich při dosažení proudu 15 mA naměřit úbytek napětí 150 mV.

Protože je celý předzesilovač stejnosměrně vázaný, je zde pro vynulování stejnosměrného napětí na výstupu zapojen obvod s operačním zesilovačem OP77 (IC1), který automaticky kompenzuje vstupní napěťovou nesymetrii předzesilovače. Toto zapojení bývá někdy označováno jako „DC servo".

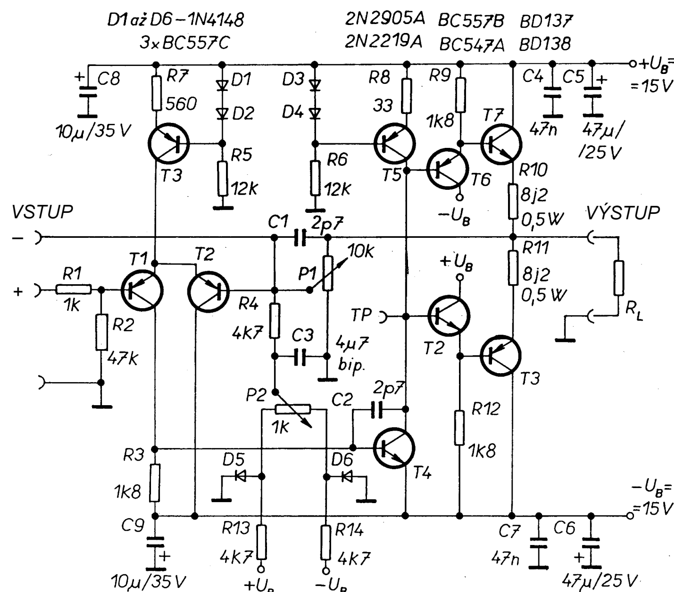
Napětí z výstupu předzesilovače je přes dolní propust (R26, C13) přivedeno na vstup operačního zesilovače (OZ) IO1, který je zapojen jako integrátor. Výstupním napětím OZ je přes tranzistor T12 kompenzována vstupní napěťová nesymetrie diferenčního zesilovače s T1 a T2 a je tak eliminováno výstupní stejnosměrné napětí. Nulovou úroveň napětí na výstupu předzesilovače lze přesně dostavit odporovým trimrem P2.

Operační zesilovač OP77 je vylepšenou variantou známého a běžně dostupného operačního zesilovače OP07. Aby se zachovala naprostá symetrie předzesilovače, měly by být použité tranzistory a diody LED párované a rezistory by měly být s tolerancí 1 %.

Zapojení na obr. 5 je jednodušší alternativou k předchozímu předzesilovači. Nedosahuje sice tak vynikajících parametrů, ale naproti tomu jsou zde použity pouze naprosto běžně dostupné součástky a i celková konstrukce je snadnější. Zesilovač byl určen pro měřicí účely v generátoru funkcí a zapojení bylo uveřejněno již před delším časem v [5]. Technické údaje zesilovače podle obr. 5 jsou uvedeny v tab. 3

Vstupní část je tvořena diferenčním zesilovačem se dvěma tranzistory PNP T1 a T2 (2x BC557B). Kdybychom chtěli dosáhnout lepších šumových vlastností, bylo by je možné nahradit tranzistory BC560B nebo C.

Diferenční zesilovač je napájen ze zdroje konstantního proudu s tranzistorem T3. Druhý zdroj konstantního proudu s tranzistorem T5 napájí tranzistor T4. Dvě dvojice diod D1, D2 a D3, D4 slouží jako zdroje referenčního napětí a mohly by být nahrazeny dio-



Obr. 5. Lineární zesilovač podle [5]. Všechny diody jsou typu 1N4148

Tab. 3. Technické údaje vstupního zesilovače z obr. 5.

Parametr	Hodnota
Napěťová šířka pásma	DC až 3,7 MHz
Výkonová šířka pásma (při 10 V do zátěže 47 Ω)	DC až 1 MHz
Rychlost přeběhu SR	50 V/µs
Výstupní mezivrcholové napětí (do zátěže 47 Ω)	20 V
Vstupní impedance	47 kΩ
Nezkreslený přenos signálu s pravoúhlým průběhem	do 100 kHz

dami LED. Tranzistory T6 a T8, zapojené jako emitorové sledovače, slouží jako převodník impedance. Do jejich emitorů jsou připojeny báze koncových tranzistorů. Rezistory R10 a R11, zapojené v emitorech koncových tranzistorů, chrání tyto tranzistory při případném zkratu na výstupu zesilovače. V závislosti na tom, do jaké předpokládané zátěže bude zesilovač pracovat, je vhodné tranzistory T6, T8 a T7, T9 opatřit chladičem.

Potenciometrem P1 je možné nastavit celkové zesílení zesilovače, potenciometrem P2 se nastavuje stejnosměrná složka výstupního napětí. Pokud tyto funkce nepotřebujeme, můžeme potenciometr P1 nahradit dvěma rezistory, určujícími pevnou velikost zesílení a potenciometr P2 můžeme nahradit odporovým trimrem, kterým nastavíme na výstupu zesilovače nulovou velikost stejnosměrného napětí.

Na obr. 6 je schéma předzesilovače se symetrickým rozdílovým vstupem a nesymetrickým výstupem, které bylo převzato z [6].

Celý předzesilovač je koncepčně zapojen jako přístrojový zesilovač s diferenčními vstupy a je složen ze tří operačních zesilovačů. Ze zapojení a hodnot součástek ve vstupních obvodech je vidět, že se jedná o mikrofonní předzesilovač. Velikost zisku je volitelná v šesti stupních od 10 do 60 dB (tedy 3,16x až 1000x) v krocích po 10 dB.

V invertujícím i neinvertujícím vstupu předzesilovače je zařazen nízkošumový bipolární tranzistor LM394.

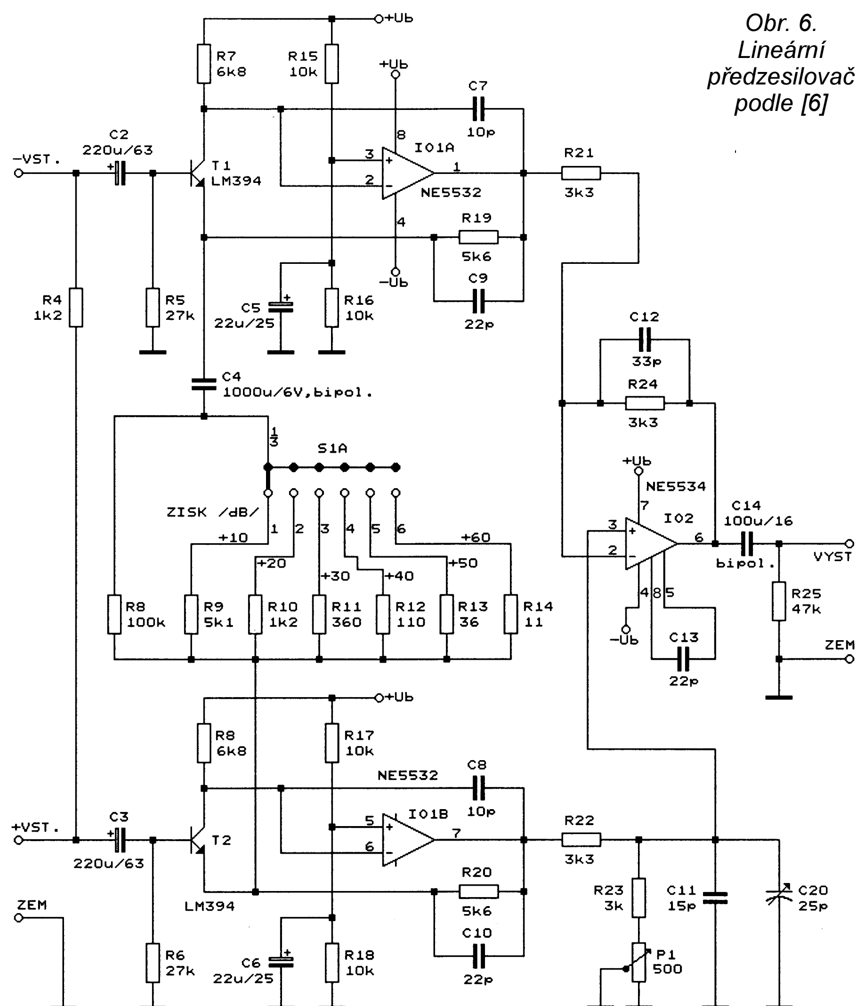
Z tranzistorů je zesilovaný signál veden na vstupy operačních zesilovačů (OZ) IO1A a IO1B. Zesílení signálu těmito OZ je dáno poměrem odporů rezistorů R19 a R20 k odporu kombinace rezistorů R8 a R9 až R14. Rezistory R9 až R14 se zařazují přepínačem S1A, kterým se volí velikost zesílení.

Z výstupu OZ IO1A je signál přiveden na invertující vstup OZ IO2 a z výstupu operačního zesilovače IO1B na neinvertující vstup OZ IO2, který zde pracuje jako diferenční zesilovač. To znamená, že IO2 zesiluje pouze užitečný diferenční signál, přiváděný symetricky mezi vstupy předzesilovače a potlačuje soufázové rušivé složky signálu (do obou vstupů předzesilovače se rušivý signál naindukuje stejně, má tedy soufázový charakter).

Odporovým trimrem P1 a kapacitním trimrem C20 se kompenzuje nesymetrie diferenčního zesilovače, aby se dosáhlo maximálního potlačení soufázového signálu.

Aby byla kompenzace přesná, nastavuje se při dvou kmitočtech. Na spojené vstupy předzesilovače přivedeme z nf generátoru proti společné zemi nejdříve sinusový signál s dostatečnou amplitudou o kmitočtu 100 Hz a běžcem trimru P1 otáčíme tak, aby na výstupu bylo minimální napětí. Tím jsme nastavili maximální potlačení soufázových signálů nízkých kmitočtů.

Poté na spojené vstupy přivedeme signál o kmitočtu 15 kHz a trimrem C20 nastavíme opět co nejmenší napětí na výstupu. Tím jsme nastavili maximální potlačení soufázových signálů i na vysokých kmitočtech.



Obr. 6. Lineární předzesilovač podle [6]

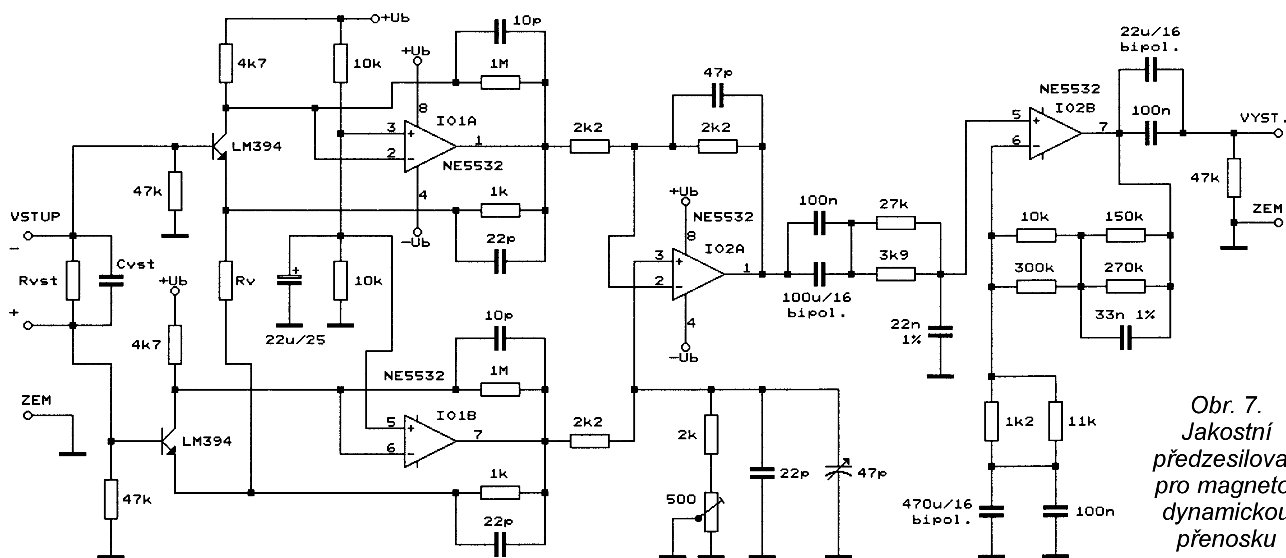
Předzesilovače pro magnetodynamickou přenosku

Následující řádky budou obsahovat kolekci různých zapojení vesměs kvalitních předzesilovačů pro magnetodynamickou přenosku s pohyblivým magnetem (MM - Moving Magnet) nebo s pohyblivou cívkou (MC - Moving Coil).

I když je pravdou, že v současnosti se již klasické LP desky s analogovým záznamem nevyrábějí, neznamená to, že by se už nikde nepoužívaly. Mnohé obsahují záznam, který do digitální podoby nebyl ještě převeden a ani to třeba nevypadá, že někdy bude převeden. Proto budou mít LP desky v některých audiotékách, soukromých nebo klubových sbírkách či domácnostech ještě po jistou dobu své místo.

Při odpovídající péči o desku a při zpracování výstupního signálu z přenosky kvalitní technikou může být (a mnohdy to tak skutečně je) výsledný zvuk srovnatelný či lepší než stejný, několikrát přepsaný a všelijak upravovaný záznam na CD.

Navíc je možné použitou obvodovou techniku předzesilovačů pro přenosku využít po vypuštění korekčních článků i u zapojení jiných citlivých zesilovačů, např. mikrofonních, nebo i samozřejmě mimo



Obr. 7. Jakostní předzesilovač pro magnetodynamickou přenosku

obor působnosti audiotechniky, např. v měřicí technice.

Popis bude jen stručný, teorie je vynechána s tím, že případní zájemci mohou potřebné informace získat ze starší literatury, zabývající se tímto oborem.

Na obr. 7 je schéma zapojení jakostního předzesilovače pro magnetodynamickou přenosku.

Jeho citlivost je nastavitelná volbou odporu rezistoru Rv, a proto může být předzesilovač použit pro systémy s pohyblivou cívkou (MC) i s pohyblivým magnetem (MM).

Pro přenosku s pohyblivou cívkou se pro citlivost 0,1 mV použije *Rv* = = 10 Ω, pro citlivost 0,2 mV se použije *Rv* = 20 Ω, pro citlivost 0,3 mV se použije *Rv* = 30 Ω a pro citlivost 0,5 mV se použije *Rv* = 51 Ω.

Pro přenosku s pohyblivým magnetem se pro citlivost 2,0 mV použije *Rv* = 220 Ω, pro citlivost 3,0 mV se použije *Rv* = 348 Ω, pro citlivost 5,0 mV se použije *Rv* = 665 Ω a pro citlivost 8,0 mV se použije *Rv* = 1,33 kΩ.

Změnou odporu rezistoru R_V v obvodu zpětné vazby lze nastavit vhodnou velikost zesílení vstupní části a tak nastavit požadovanou vstupní citlivost zesilovače s ohledem na použitý zdroj signálu.

Předzesilovač je opatřen symetrickým rozdílovým vstupem a nesymetrickým výstupem. Koncepce předzesilovače vychází na první pohled ze zapojení předchozího předzesilovače na obr. 6.

Hodnoty rezistoru Rvst a kondenzátoru Cvst, zapojených na vstupu předzesilovače a určujících vstupní odpor a kapacitu, volíme individuálně v závislosti na přizpůsobení vstupu předzesilovače zvolenému zdroji nízkofrekvenčního signálu.

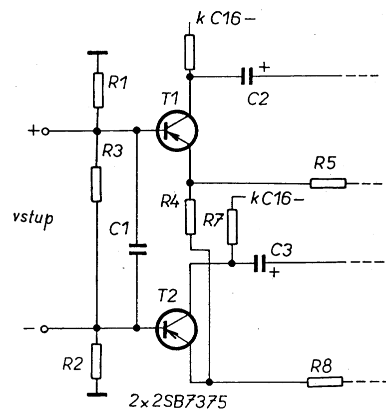
Odporovým trimrem 500 Ω a kapacitním trimrem 10 až 47 pF vykompenzujeme nesymetrii diferenčního zesilovače, aby se maximálně potlačil soufázový signál. Kompenzace se nastavuje na dvou kmitočtech stejným způsobem, jaký byl popsán u předzesilovače na obr. 6.

Z výstupu OZ IO2a, který pracuje jako rozdílový zesilovač, je zpracovávaný nf signál veden ještě na vstup OZ IO2b. V obvodu zpětné vazby OZ IO2b je zapojen korekční článek, který upravuje kmitočtovou charakteristiku předzesilovače podle křivky dané normou RIAA. Napěťové zesílení OZ IO2b je tedy kmitočtově závislé.

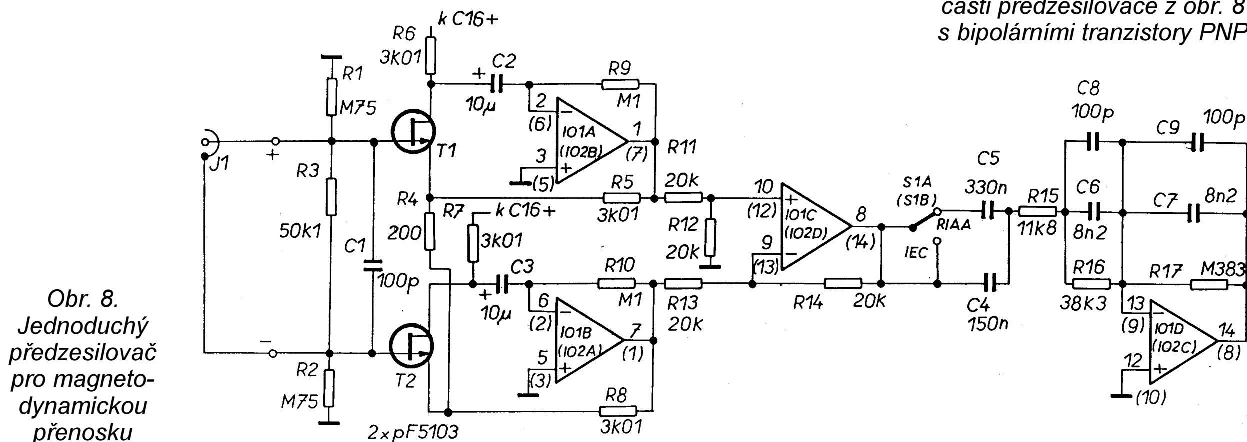
Na místech vazebních kondenzátorů mezi OZ IO2a a IO2b (kondenzátor s kapacitou 100 μF) a na výstupu předzesilovače (kondenzátor s kapacitou 22 μF) by měly být použity bipolární (nepolarizované) elektrolytické kondenzátory. K těmto kondenzátorům jsou ještě paralelně připojeny svitkové (fóliové) kondenzátory (nejlépe s polypropylenovým dielektrikem) s kapacitou 100 nF. Tyto kondenzátory slouží, díky vlastnostem použitého dielektrika, k lepšímu přenosu signálu na vysokých kmitočtech, kdy se u bipolárních (resp. u elektrolytických kondenzátorů vůbec) již začíná negativně uplatňovat jejich velká sériová indukčnost.

Na obr. 8 je schéma dalšího poměrně jednoduchého předzesilovače, který je určen pro úpravu nf signálu z magnetodynamické přenosky.

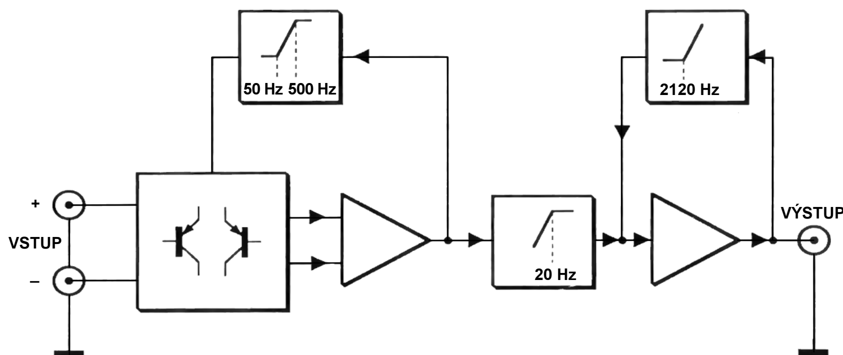
Zapojení opět na vstupu využívá princip diferenčního zesilovače se třemi operačními zesilovači, přičemž oba



Obr. 9. Zapojení upravené vstupní části předzesilovače z obr. 8 s bipolárními tranzistory PNP



Obr. 8. Jednoduchý předzesilovač pro magnetodynamickou přenosku



Obr.10. Blokové schéma jakostního předzesilovače pro magnetodynamickou přenosku s pohyblivým magnetem (MM).

Tab. 4. Technické údaje zesilovače z obr. 10 a obr. 11

Parametr	Hodnota
Vstupní citlivost	0,25 mV
Výstupní napětí	200 mV
Výstupní impedance	100 Ω
Zatěžovací impedance	> 2 kΩ
Odchylka od křivky RIAA	± 0,1 dB
Zkreslení	< 0,006 %
Odstup rušivých napětí	75 dB (A)
Napájecí napětí	± 15 V
Odběr proudu	asi 24 mA

diferenční vstupy jsou opatřeny dvěma nízkošumovými tranzistory J-FET.

Tranzistory pF5103, uvedené v původním prameni [7] se mi nepodařilo nikde sehnat, a proto jsem je úspěšně a s vynikajícím výsledkem nahradil typy 2N4393 (běžně k dostání, např. v GM za cca 20,- Kč).

Jinak je samozřejmě také možné použít na vstupech vhodné nízkošumové bipolární tranzistory. Zapojení upravené vstupní části s bipolárními tranzistory PNP je na obr. 9.

Na místě operačních zesilovačů je vhodné použít minimálně typy NE5532 nebo lepší, v původním prameni uvedené OZ řady TL07x nejsou pro tento účel příliš vhodné.

Přepínačem S1A je možné volit mezi úpravou zpracovávaného nf signálu z přenosky podle doporučení IEC nebo RIAA.

Na obr.10 je blokové schéma jakostního citlivého předzesilovače pro magnetodynamickou přenosku s pohyblivým magnetem (MC).

Jak je z blokového schématu dobře patrné, je korekční článek (zajišťující, aby průběh zesílení zesilovače sledoval korekční křivku danou normou RIAA) rozdělen na dvě části a tyto části jsou zařazeny do dvou zesilovacích stupňů.

Korekční článek ve vstupní části předzesilovače, tvořené diferenční dvojicí tranzistorů a prvním operačním zesilovačem, určuje průběh kmitočtové charakteristiky předzesilovače v oblasti od nejnižších kmitočtů až do 500 Hz (v této oblasti jsou signály s kmitočtem pod 500 Hz potlačovány se strmostí 6 dB/okt.). V kmitočtovém rozmezí od 500 Hz do 2120 Hz je kmitočtová charakteristika předzesilovače plochá a pro signály s kmitočtem nad 2120 Hz se začíná uplatňovat vliv druhého korekčního článku, který je zapojen v obvodu zpětné vazby výstupního OZ (signály s kmitočtem nad 2120 Hz jsou zdůrazňovány se strmostí 6 dB/okt.).

Aby nebyl zesilován hluk, vznikající při snímání signálu z desky, je mezi vstupní část předzesilovače a výstupní OZ zařazen pasívní filtr typu horní propust s mezním kmitočtem 20 Hz.

Podrobné schéma popisovaného předzesilovače je na obr. 11 a jeho naměřené technické údaje (podle [8]) jsou v tab. 4.

Ve vstupní části předzesilovače je použit diferenční stupeň s dvojicí párovaných tranzistorů PNP ve společném pouzdře typu MAT03 (T1), ve kterém jsou využívány vynikajících šumové vlastnosti této dvojice. Celkový zisk vstupní části předzesilovače se pohybuje v závislosti na kmitočtu v rozmezí 40 až 60 dB.

Kolektorový proud každého z tranzistorů T1a i T1b je 2 mA. Velikost tohoto proudu je určována zdrojem konstantního proudu s tranzistorem T2 a s diodou LED D1, sloužící jako zdroj referenčního napětí. LED D1 je napájena stabilizovaným proudem z tranzistoru FET (T3).

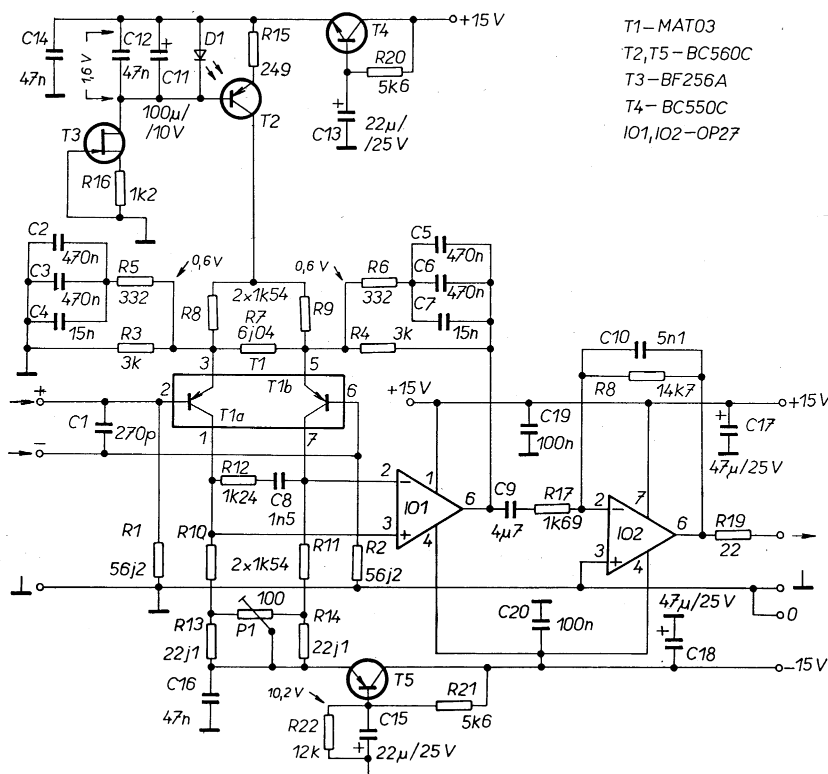
Při této velikosti kolektorového proudu tranzistorů MAT03 je podle výrobce zajištěn jejich malý dynamický odpor a malé šumové napětí asi 1 nV/√Hz při 1 kHz.

Magnetodynamická přenoska s pohyblivým magnetem přitom produkuje vlastní termické šumové napětí:

$$U = 1{,}27 \cdot 10^{-10} \cdot (\sqrt{R}) \cdot B \quad [\mathrm{V}, \Omega, \mathrm{Hz}],$$

kde *R* je vnitřní odpor přenosky (5 Ω) a *B* je šířka pásma, což dává efektivní hodnotu šumového napětí 40 nV při šířce pásma 20 kHz.

Protože je přenoska navázána na symetrické vstupy předzesilovače stejnosměrně (aby se vyloučily drahé kvalitní oddělovací kondenzátory o velké kapacitě), je nutné zajistit naprostou symetrii zesilovače. Toho dosáhneme použitím rezistorů s tolerancí 1 %. Kondenzátory složené z C2, C3, C4 a C5, C6, C7 by měly mít celkovou kapacitu 955,2 nF, rovněž s tolerancí 1 %. Dokonalá symetrie zesilovače též zajistí, že budou maximálně potlačeny soufázové rušivé signály.



Obr.11. Jakostní předzesilovač pro magnetodynamickou přenosku podle blokového schématu na obr. 10

Obr. 12. Velice kvalitní předzesilovač pro magnetodynamické přenosky typu MM i MC podle [9]

Vstupní napěťovou nesymetrii zesilovače vykompenzujeme po ustálení pracovních podmínek odporovým trimrem P1.

Další zapojení velmi kvalitního předzesilovače pro zesilování signálu z magnetodynamických přenosek s pohyblivým magnetem i s pohyblivou cívkou, které bylo uveřejněno v [9], je na obr. 12.

Sepnutím vhodné kombinace spínačů DIP na vstupu předzesilovače (S2a až S2h) je možné přizpůsobit vstupní odpor i kapacitu předzesilovače k jakémukoliv zdroji nf signálu.

Operačnímu zesilovači IO1 je předřazen stupeň se třemi paralelně zapojenými nízkošumovými tranzistory MAT02. Využívá se zde skutečnosti, že při paralelním spojení *n* tranzistorů se zmenšuje také šumové napětí s odmocninou z čísla *n*. V tomto případě je tedy dosaženo ekvivalentního vstupního šumového napětí 0,35 nV/√Hz. Tranzistory T1, T2, T3 a operační zesilovač IO1 tvoří dohromady citlivý vstupní předzesilovač s velmi malým šumem a se zesílením přepínatelným v závislosti na použitém zdroji signálu pomocí přepínače S1a a S1b.

Ke kompenzaci stejnosměrné složky napětí na výstupu operačního zesilovače IO1, která je způsobená vstupní napěťovou nesymetrií vstupní části předzesilovače, je na výstup IO1 zapojen obvod s operačním zesilovačem IO3, který vstupní napěťovou nesymetrii automaticky kompenzuje.

Obvod IO3 (LF411) tedy pracuje jako „DC servo“. Na vstup OZ IO3, který je zapojen jako integrátor, je přivedeno napětí z výstupu IO1 přes dolní propust R25, C16. Vstupní napěťová nesymetrie vstupní části zesilovače je kompenzována výstupním napětím IO3, které se přivádí přes rezistory R15 a R16 do vstupních tranzistorů.

OZ IO2 (OP27) tvoří druhý zesilovací stupeň. V obvodu jeho záporné zpětné vazby jsou zapojeny články *RC* pro korekci kmitočtové charakteristiky zesilovače podle křivky RIAA.

Za pozornost ještě stojí důsledné vyhlazení napájecího napětí pro jednotlivé zesilovací stupně. V napájecích sběrnicích jsou také zařazeny sériové rezistory R30 až R36, které zabraňují vazbě mezi jednotlivými stupni a jejich vzájemnému ovlivňování prostřednictvím napájecího napětí. Ke každému filtračnímu elektrolytickému kondenzátoru je paralelně připojen fóliový kondenzátor, aby se lépe potlačily složky napájecího napětí s vyšším kmitočtem.

Předzesilovač pro magnetodynamické přenosky MC i MM, jehož schéma je na obr. 13, využívá zcela běžné dostupné součástky. Je tedy levnější alternativou k předchozímu předzesilovači, přitom si však ještě zachovává poměrně dobré parametry. Toto zapojení bylo převzato z [10].

Obr. 13. Jakostní předzesilovač pro magnetodynamické přenosky typu MM i MC z běžných součástek podle [10]

Na vstupu předzesilovače je v každé větvi použito po osmi paralelně zapojených tranzistorech s velkým zesilovacím činitelem a s malým šumem. Tranzistory s vodivostí NPN jsou typu BC550C, s vodivostí PNP jsou typu BC560C.

Z výstupu nízkošumového tranzistorového předzesilovače je signál přiveden přes horní propust s mezním kmitočtem 15 Hz (tvořenou kondenzátorem C8 a rezistorem R17) na kontakt relé, které přepíná mezi vstupem pro magnetodynamickou přenosku s pohyblivou cívkou (MC) a vstupem pro magnetodynamickou přenosku s pohyblivým magnetem (MM).

Je zřejmé, že tranzistorový předzesilovač zesiluje pouze signál z magnetodynamické přenosky s pohyblivou cívkou, která poskytuje menší výstupní napětí, zatímco silnější signál z magnetodynamické přenosky s pohyblivým magnetem je přiveden přímo na vstup OZ IO7 (NE5534N).

Celkové zesílení tranzistorového předzesilovače je dáno poměrem odporů rezistorů R9 a R8. Odporovým trimrem P1 je možné vykompenzovat napěťovou nesymetrii celého tranzistorového zesilovače.

První nízkošumový OZ IO7 typu NE5534N dále zesiluje vstupní nf signál a zároveň slouží jako převodník impedance. Jeho zesílení je dáno poměrem odporů rezistorů R19 a R18 a je v tomto případě 19x.

V posledním stupni s OZ IO8 (rovněž typu NE5534N) je v obvodu zpětné vazby zařazen korekční článek s rezistory R24 až R26 a kondenzátory C17 až C20, který upravuje kmitočtovou charakteristiku zesilovače podle normy RIAA.

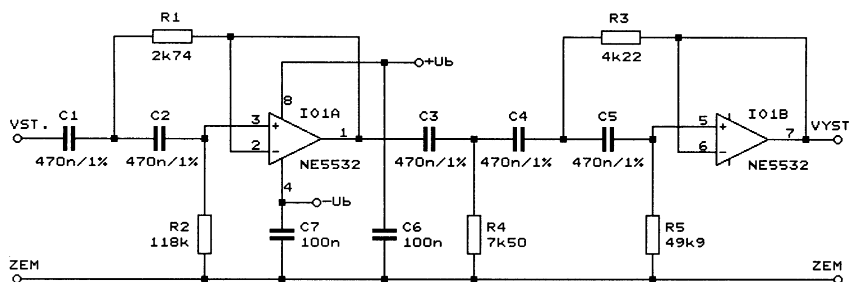
Oba operační zesilovače musí být kmitočtově kompenzovány, aby se nerozkmitaly. Tato kompenzace je spolehlivě zajištěna kondenzátory C14 a C16 o kapacitě 27 pF.

Přepínací relé musí mít kontakty určené pro spínání signálových napětí (pozlacené kontakty), nesmí být silového typu.

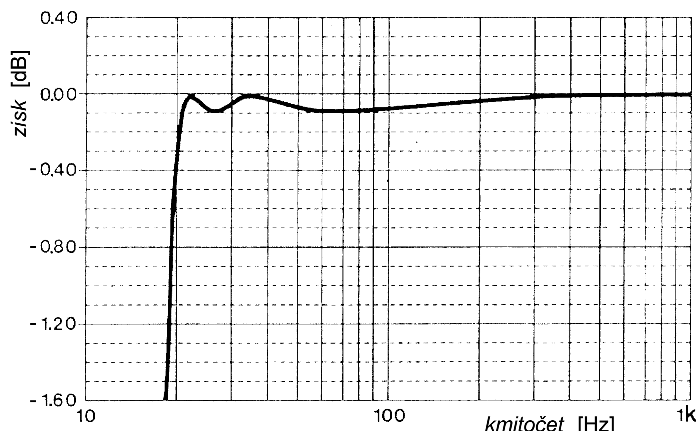
Následující dvě zapojení kapitolu o předzesilovačích pro magnetodynamické přenosky uzavírají. Jedná se spíše o doplňky tohoto typu předzesilovačů - o filtry hluku, který vzniká při snímání signálu z LP desky vlivem různých mechanických vibrací.

Filtr hluku, jehož schéma je na obr. 14, byl uveřejněn v [11] a jak je ze zapojení vidět, jedná se o horní propust pátého řádu. Mezní kmitočet filtru je 18 Hz a rušivé složky s kmitočty pod 10 Hz jsou potlačeny o více než 35 dB.

Filtr byl navržen s přenosovou funkcí Čebyševova typu se zvlněním kmitočtové charakteristiky v propustném pásmu menším než 0,1 dB. Skutečný průběh kmitočtové charakteristiky filtru dokumentuje graf na obr. 15.



Obr. 14. Filtr hluku podle [11]



Obr. 15. Kmitočtová charakteristika filtru hluku podle obr. 14.

Tab. 5. Odpory rezistorů R1 až R5 ve filtru z obr. 14

Rezistor	Přesný odpor	Řada E96	Řada E12
R1	2762,6 Ω	2,74 kΩ	2,7 kΩ + 68 Ω
R2	119050,0 Ω	118,00 kΩ	120 kΩ
R3	4231,4 Ω	4,22 kΩ	3,9 kΩ + 330 Ω
R4	7464,8 Ω	7,50 kΩ	6,8 kΩ + 680 Ω
R5	49475,0 Ω	49,90 kΩ	47 kΩ + 2,2 kΩ

Kondenzátory C1 až C5 by měly mít toleranci maximálně 5 %, navzájem si odpovídající kondenzátory v obou kanálech stereofonního řetězce by však měly mít shodnou kapacitu s přesností 1 %.

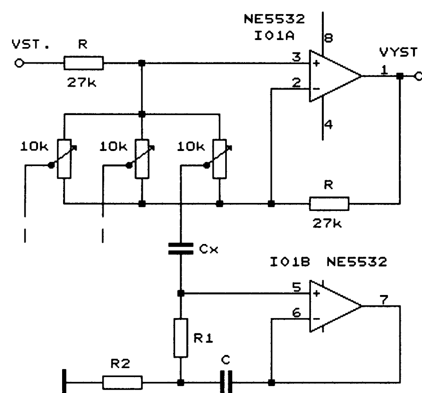
Přesný odpor rezistorů R1 až R5 je uveden v tab. 5, nejbližší hodnotu odporu lze získat výběrem z řady E96 nebo sériovým řazením běžných hodnot odporů z řady E12.

Použité operační zesilovače musí mít velký vstupní odpor, vhodnější jsou ty, které obsahují tranzistory FET na vstupu.

Druhý filtr na obr. 16 (převzatý z [12]) by bylo možné zařadit též do kapitoly o ekvalizérech, neboť se vlastně jedná o malý, třípásmový ekvalizér.

Hodnoty součástek pro střední kmitočty f_0 = 8 Hz, f_0 = 11 Hz a f_0 = 14 Hz jednotlivých ovládaných kmitočtových pásem jsou v tab. 6.

Jako kritérium byla při návrhu tohoto ekvalizéru vzata konstantní šířka pásma a rozsah regulace v jednotlivých pásmech v rozmezí ±20 dB. Požadovaný rozsah regulace je dán poměrem odporů rezistorů R1, R2 k odporu rezistorů R. Potřebná jakost



Obr. 16. Filtr hluku podle [12]

Tab. 6. Hodnoty součástek filtru z obr. 16

f_0	BW	Q	C_X	C	R1, R2	R
8 Hz	3 Hz	2,7	1,30 μF	40 μF	2,7 kΩ	27 kΩ
11 Hz	3 Hz	3,7	0,68 μF	40 μF	2,7 kΩ	27 kΩ
14 Hz	3 Hz	4,7	0,47 μF	40 μF	2,7 kΩ	27 kΩ

Q pro filtr každého pásma je určena poměrem středního kmitočtu f_0 filtru k požadované šířce pásma *BW*.

Uvedený filtr (ekvalizér) jsem dlouho používal v mixážním pultu (s operačními zesilovači typu NE5532) a mohu říci, že je s ním možné spolehlivě a selektivně odstranit jakékoli rušivé hluky nízkých frekvencí.

Jinak je tento filtr dobře použitelný také při analýze vibrací a k různým dalším měřením.

Korekční zesilovače

Na obr. 17 je schéma jednoduchého, ale přitom poměrně dobře vyřešeného korekčního předzesilovače.

Když se mi toto zapojení (již téměř před dvaceti lety) dostalo do rukou a poprvé jsem je realizoval, jednalo se v té době klasických Transiwattů a Zettawatů o, dalo by se říci, docela zajímavé a hlavně jiné řešení a celkem příjemnou změnu.

Vzhledem k dobrým technickým parametrům, jednoduchosti a neobvyklému způsobu řízení hlasitosti by mohlo být toto zapojení možná zajímavé nebo nějak užitečné i dnes.

Celý korekční zesilovač sestává z následujících několika stupňů: z předzesilovače pro magnetodynamickou přenosku s operačním zesilovačem IO1, z filtru hluku s operačním zesilovačem IO2, z mechanického přepínače vstupů, z impedančního převodníku s operačním zesilovačem IO3, z regulátoru nízkých a vysokých kmitočtů (basy a výšky) s operačním zesilovačem IO4 a z aktivního regulátoru hlasitosti s operačními zesilovači IO5 a IO6.

V původním článku [13] je hned na začátku upozorněno na nevhodnost používat operační zesilovače typu 741 nebo řady TL071/072/074 v nízkofrekvenčních zesilovačích. Typ 741 má pro nf aplikace zejména velice malou rychlost přeběhu a řada TL07x má zase poměrně špatné šumové vlastnosti. Proto byly v té době pro nf účely nejvhodnější volbou z běžně dostupných operačních zesilovačů obvody NE5534 (jeden operační zesilovač v pouzdru DIP8) a NE5532 (dva operační zesilovače v pouzdře DIP8), které mají malý šum, malé zkreslení v celém akustickém pásmu a dostatečnou rychlost přeběhu.

Když byl prototyp korekčního zesilovače z obr. 17 osazen operačními zesilovači TL071, bylo dosaženo celkového odstupu signálu od šumu -69 dB (vztaženo k efektivní hodnotě vstupního napětí 5 mV při 1 kHz). Když byly potom pro porovnání tyto operační zesilovače nahrazeny OZ NE5534, bylo bez jakýchkoli dalších změn zapojení a za stejných podmínek dosaženo odstupu signálu od šumu -84 dB, což je velice výrazné zlepšení o celých 15 dB.

Předzesilovač pro magnetodynamickou přenosku s operačním zesilovačem IO1 je zapojen celkem obvykle. V korekčním článku pro úpravu kmitočtové charakteristiky podle křivky RIAA je zapojeno několik kondenzátorů paralelně, aby se složením více kondenzátorů s menší kapacitou a s malou tolerancí dosáhlo přesné celkové kapacity.

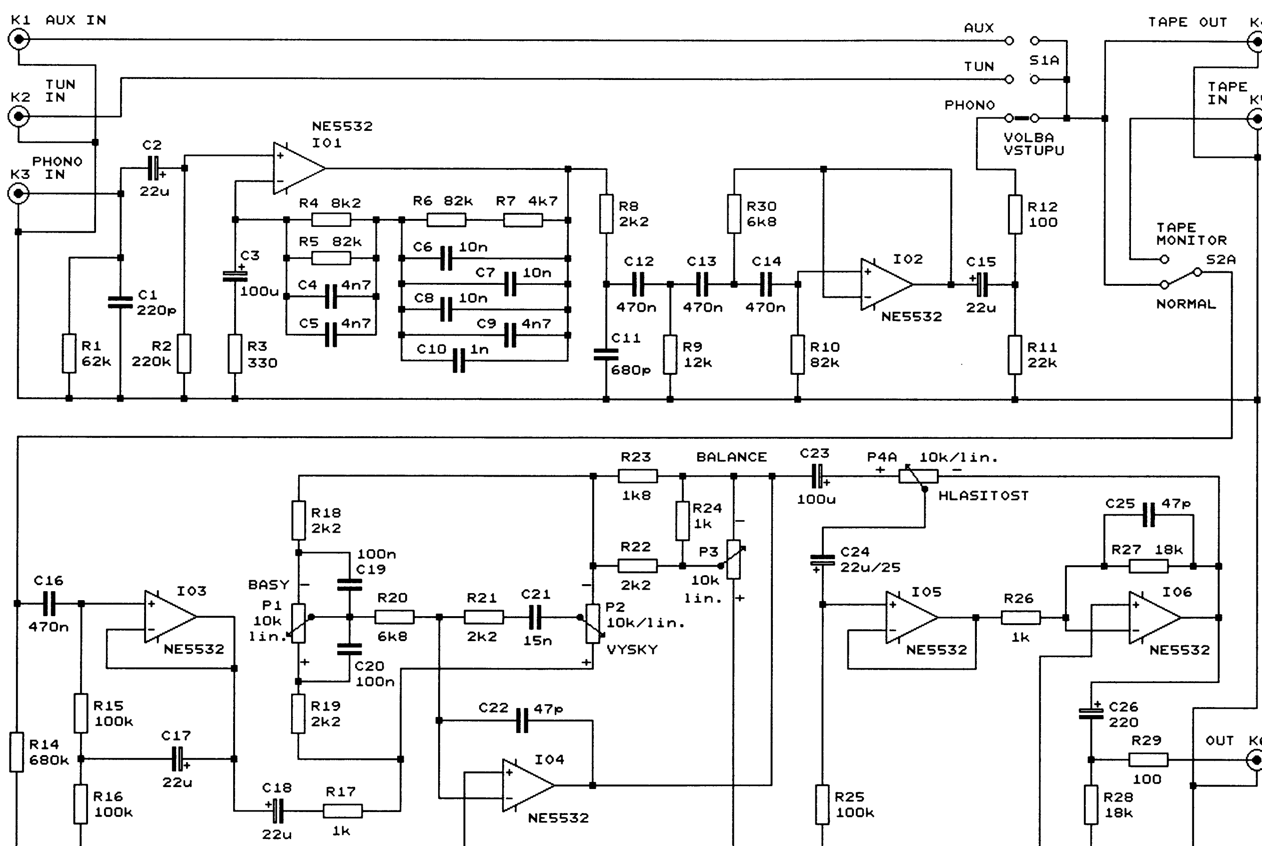
Filtr hluku s operačním zesilovačem IO2 je zapojen jako horní propust třetího řádu Butterworthova typu s mezním kmitočtem 20 Hz. Od tohoto kmitočtu až do 16 Hz má kmitočtová charakteristika filtru poměrně pozvolný sklon, směrem k nižším kmitočtům je pak její pokles podstatně strmější.

Impedanční převodník s operačním zesilovačem IO3 zajišťuje, aby byl obvod pro tónovou korekci buzen ze zdroje s malou výstupní impedancí. Aby měl převodník současně velkou vstupní impedanci, je použito zapojení „Bootstrap“ (známé ze zapojení s diskrétními tranzistory) s R15, R16 a C17.

Obvod pro tónovou korekci (regulátor nízkých a vysokých kmitočtů) je Baxandallova typu se dvěmi malými odlišnostmi.

První odlišností je, že tento obvod pracuje na nižší impedanční úrovni, než bývá obvyklé. Tím je dosaženo co možná nejmenšího šumu a současně i co nejmenších přeslechů mezi oběma kanály. Použitím lineárních potenciometrů o odporu 10 kΩ (namísto obvyklých 100 kΩ) pro basy a 10 kΩ pro výšky se zmenší šumové číslo o 2,5 dB.

Druhou odlišností je zapojení potenciometru P3 pro vyvážení kanálů (balance) do obvodu záporné zpětné vazby operačního zesilovače IO4, která je součástí korekčního obvodu. Výhodou tohoto řešení je opět menší šum a především větší odolnost proti přebuzení (angl. Headroom).



Obr. 17. Jednoduchý korekční předzesilovač

Při vyvažování kanálů se zisk tohoto stupně pohybuje v rozsahu -1 až +4,5 dB (s hodnotami součástek podle schématu). Vysoké tóny je možné korigovat v rozmezí ±8 dB při 10 kHz a nízké tóny v rozmezí ±9 dB na 50 Hz. U zařízení pro věrnou reprodukci, určeného svou podstatou pro zpracovávání kvalitního signálu, není větší rozsah korekcí potřebný.

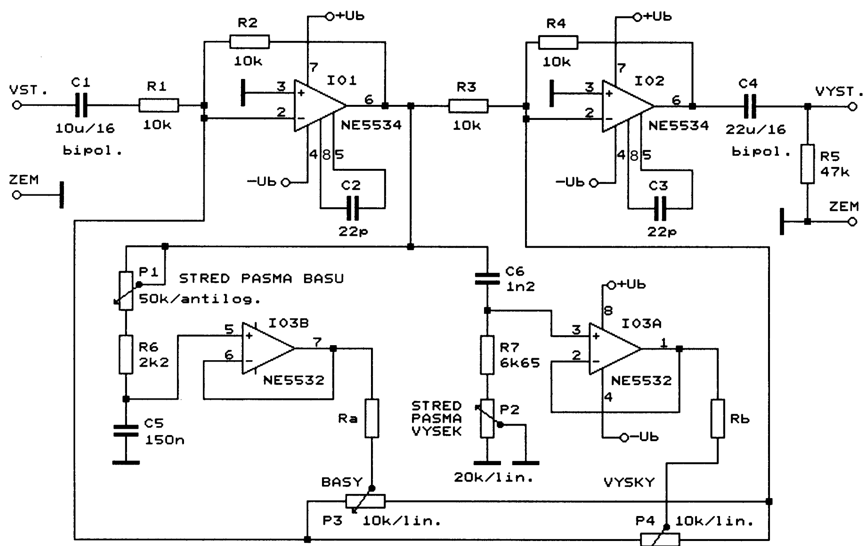
Řízení hlasitosti je u tohoto korekčního zesilovače řešeno poměrně neobvykle. Hlasitost se řídí aktivně, tj. ovládá se potenciometrem, který je zapojen v obvodu záporné zpětné vazby operačních zesilovačů A5 a A6.

Aktivní stupeň pro ovládání hlasitosti musí současně splňovat hned několik základních požadavků: zesílení (resp. zeslabení) signálu musí být jemně regulovatelné od maxima až prakticky k nule, průběh regulace hlasitosti by měl být vzhledem k citlivosti lidského ucha přibližně logaritmický a měl by být také zajištěn souběh regulace hlasitosti v obou kanálech stereofonního zařízení v celém rozsahu regulace.

Obvod aktivního regulátoru hlasitosti s lineárním potenciometrem P4 o odporu 10 kΩ a s operačními zesilovači IO5, IO6 splňuje beze zbytku všechny uvedené požadavky. Průběh regulace je logaritmický i při použití lineárního potenciometru. Navíc je s lineárním potenciometrem dosaženo velmi dobrého souběhu regulace v obou kanálech, protože u lineárních potenciometrů lze dosáhnout podstatně lepšího souběhu odporových drah než u potenciometrů logaritmických. Při testech s několika různými dvojitými potenciometry byla téměř vždy naměřena odchylka v toleranci ±0,3 dB v rozmezí regulace -20 až +26 dB (s náhodnými výkyvy max. 0,6 dB). Princip zapojení byl navržen panem Petrem Baxandallem a popsán v [14].

Operační zesilovač IO5 pracuje v aktivním regulátoru hlasitosti jako impedanční převodník s jednotkovým zesílením. Poměrem odporů rezistorů R26 a R27, zapojených v obvodu zpětné vazby druhého operačního zesilovače IO6, je určena maximální velikost celkového zisku, v tomto případě tedy +26 dB. Pokud je běžec potenciometru P4 vlevo, je běžec přes oddělovací kondenzátor C23 připojen přímo k výstupu předchozího operačního zesilovače a regulace zesílení je na maximu (největší hlasitost). Velikost zisku se zmenšuje při pohybu běžce potenciometru směrem doprava. Kondenzátor C25 zabezpečuje stabilitu obvodu na vysokých kmitočtech. Kapacita výstupního kondenzátoru C26 byla zvolená taková, aby mohla být výstupem zesilovače buzena i zátěž s impedancí 600 Ω.

Zapojení na obr. 18 umožňuje dvěma potenciometry ovládat zdůraznění nebo potlačení signálů na nízkých a na vysokých kmitočtech (tedy klasická korekce basy/výšky). Dalšími dvěma potenciometry však lze nastavit i střední kmitočty obou korigovaných pásem, což může být v některých případech práce se zvukem velice výhodné, ne-li nezbytné.



Obr. 18. Korekční předzesilovač s nastavitelnými středními kmitočty korigovaných pásem

Potenciometrem P1 (50 kΩ/antilog.) lze nastavit střední kmitočet pro regulaci basů v rozsahu od 20 do 500 Hz. V levé krajní poloze potenciometru je nastaven střední kmitočet 20 Hz, ve čtvrtině dráhy od levého kraje je střední kmitočet 50 Hz, v polovině dráhy je střední kmitočet 150 Hz, ve třech čtvrtinách dráhy od levého kraje je střední kmitočet 285 Hz a v pravé krajní poloze je střední kmitočet 500 Hz.

Potenciometrem P2 (20 kΩ/lin.) lze nastavit střední kmitočet pro regulaci výšek v rozmezí od 5 do 20 kHz. V levé krajní poloze potenciometru je nastaven střední kmitočet 5 kHz, ve čtvrtině dráhy od levého kraje je střední kmitočet 6 kHz, v polovině dráhy je střední kmitočet 8 kHz, ve třech čtvrtinách dráhy od levého kraje je střední kmitočet 11 kHz a v pravé krajní poloze je střední kmitočet 20 kHz.

Velikost zdvihu korekcí (maximální velikost potlačení nebo zdůraznění signálů) je v obou pásmech závislá na odporech rezistorů, označených ve schématu jako Ra a Rb. Při jejich odporech 4,7 kΩ je rozsah regulace basů i výšek přibližně 10 dB.

Celý korekční zesilovač je neinvertující a je možné jej do zesilovacího řetězce zapojit přes přepínač, kterým jej v případě potřeby (či, lépe řečeno, v případě momentální nepotřeby) můžeme přemostit.

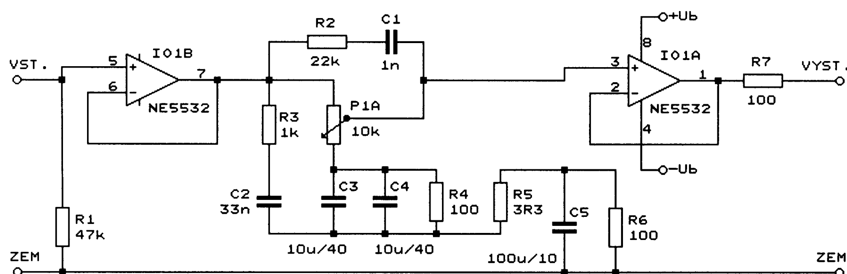
V původní konstrukci [15] byly na místech operačních zesilovačů IO1 a IO2 použity integrované obvody NE5534, jako IO3 byl použit dvojitý OZ NE5532.

Obvod, který nahrazuje potenciometr s odbočkou pro fyziologickou regulaci hlasitosti

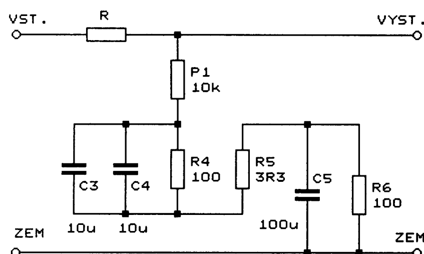
V [18] byl popsán zajímavý obvod, který umožňuje obejít nutnost shánět poměrně těžko dostupný potenciometr s odbočkou, potřebný pro fyziologickou regulaci hlasitosti. Schéma tohoto obvodu je na obr. 19.

Fyziologický regulátor hlasitosti kompenzuje „elektronickou cestou“ nedostatky lidského sluchu, který má při malých hlasitostech zvuku na nízkých a na vysokých kmitočtech menší citlivost než na středních kmitočtech. Více je možné se o problematice fyziologické regulace hlasitosti dočíst např. v [19].

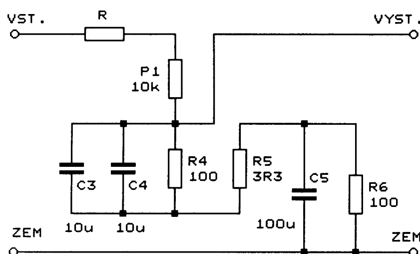
Oba operační zesilovače IO1A a IO1B jsou zapojeny jako neinvertující



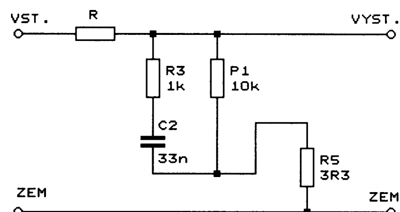
Obr. 19. Obvod, který nahrazuje potenciometr s odbočkou pro fyziologickou regulaci hlasitosti. Kondenzátory C3, C4 a C5 jsou bipolární



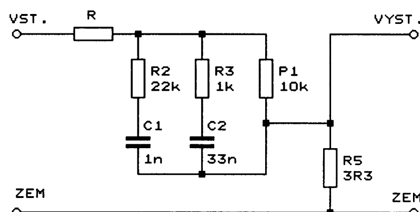
Obr. 20. Náhradní schéma regulačního obvodu z obr. 19 pro signály s nízkými kmitočty při maximální hlasitosti



Obr. 22. Náhradní schéma regulačního obvodu z obr. 19 pro signály s nízkými kmitočty při minimální hlasitosti



Obr. 21. Náhradní schéma regulačního obvodu z obr. 19 pro signály s vysokými kmitočty při maximální hlasitosti



Obr. 23. Náhradní schéma regulačního obvodu z obr. 19 pro signály s vysokými kmitočty při minimální hlasitosti

zesilovače s jednotkovým zesílením a slouží pouze jako impedanční převodníky pro optimální přizpůsobení vstupu a výstupu obvodu.

Vlastní funkci fyziologického regulátoru hlasitosti zajišťuje regulační obvod s potenciometrem a s několika články *RC*, který je zapojen mezi oběma operačními zesilovači. Funkce regulačního obvodu je lépe patrná z obr. 20 až obr. 23, na kterých je zakresleno jeho náhradní schéma pro různé polohy běžce potenciometru. Z obrázků je vidět, jak se uplatňují jednotlivé součástky v závislosti na kmitočtu zpracovávaného signálu a na poloze běžce potenciometru. Rezistor R přitom představuje velmi malý výstupní odpor operačního zesilovače IO1A.

Na obr. 20 je náhradní schéma regulačního obvodu pro signály s nízkými kmitočty při maximální hlasitosti (běžec potenciometru je v horní poloze). Protože kondenzátory C3 až C5 mají na nízkých kmitočtech díky své kapacitě zanedbatelnou impedanci vůči celkovému odporu potenciometru, jejich vliv se v tomto případě neuplatní.

Podobné je to při maximální hlasitosti i v případě signálů s vysokými kmitočty - náhradní schéma regulačního obvodu je na obr. 21. Kondenzátor C2 pro vysoké kmitočty představuje zkrat a celý obvod se chová tak, jakoby k výstupu operačního zesilovače IO1A byl zapojen pouze rezistor R3 o odporu 1 kΩ a k němu paralelně připojený potenciometr (rezistor R5 s odporem 3,3 Ω lze zanedbat).

V obou případech není při maximální hlasitosti nízkofrekvenční signál při průchodu obvodem nikterak ovlivněn. Rovněž článek *RC* s rezistorem R2 a kondenzátorem C1 se neuplatní, protože při poloze běžce v horní poloze je tento článek zkratován.

Jiná situace však nastává tehdy, když je běžec potenciometru v dolní poloze nebo v její blízkosti, tedy při malé hlasitosti, kdy je vzhledem ke zmenšené citlivosti lidského ucha na signály s nízkými a s vysokými kmitočty požadován fyziologický průběh regulace.

Na obr. 22, kde je běžec potenciometru regulace hlasitosti v dolní poloze, nastává pro signály s nízkými kmitočty jiná situace, než na obr. 20. Nyní tvoří horní část odporové dráhy spolu s reaktancí kondenzátorů C3 až C5 dělič napětí. Tento proměnný dělič (se středem vyvedeným běžcem potenciometru) je navíc kmitočtově závislý - čím je kmitočet nižší, tím větší je reaktance kondenzátorů C3 až C5. V důsledku toho jsou tedy signály s nízkými kmitočty zdůrazněny, protože jsou oproti signálům se středními kmitočty děličem méně zeslabovány.

Totéž platí pro signály s vysokými kmitočty v náhradním schématu regulačního obvodu na obr. 23. Zde je horní část odporové dráhy potenciometru přemostěna sériovými články R2, C1 a R3, C2. Protože kondenzátory C1 a C2 mají na vysokých kmitočtech malou reaktanci, jsou signály s vysokými kmitočty zeslabeny děličem napětí méně než signály se středními kmitočty a tím jsou vlastně signály s vysokými kmitočty zdůrazněny.

Ekvalizéry

Ekvalizér s 22 až 26 pásmy

Na obr. 24 je schéma jednoduchého ekvalizéru, uveřejněného firmou Philips v [20] jako aplikační zapojení, které využívá OZ NE5532.

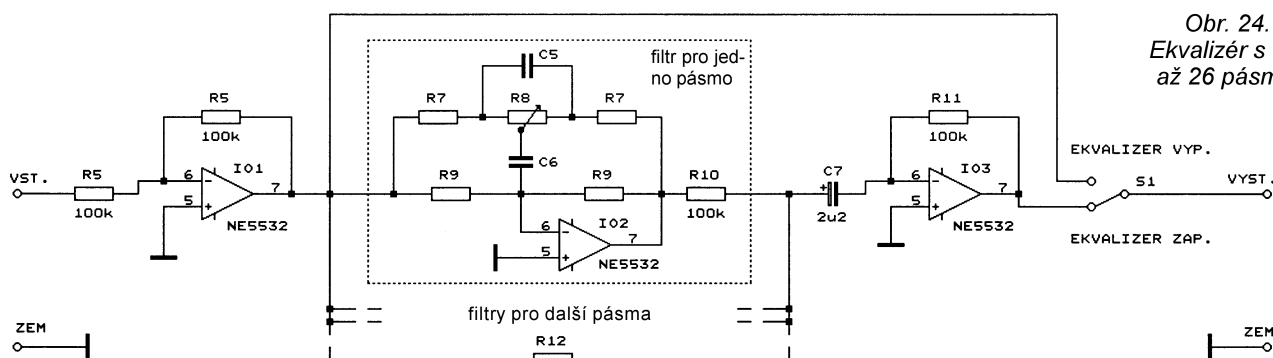
Operační zesilovače IO1 a IO3, zapojené na vstupu a na výstupu ekvalizéru, slouží jako impedanční převodníky, které optimálně přizpůsobují ekvalizér k ostatním zařízením v signálovém řetězci.

Mezi IO1 a IO3 jsou zapojeny jednotlivé aktivní pásmové propusti s operačními zesilovači IO2. Vstupy a výstupy všech pásmových propustí jsou spojené paralelně. Jednotlivé pásmové propusti jsou zapojeny identicky, liší se pouze hodnotami součástek, určujícími střední kmitočet filtru.

Podle potřeby je možné zvolit 22, 24 nebo 26 kmitočtových pásem ekvalizéru. Hodnoty všech součástek v pásmových propustech, včetně odporu regulačního potenciometru R8, jsou v závislosti na požadovaném středním kmitočtu pro každou pásmovou propust uvedeny v tab. 7. Aby byly součástky snadno dostupné, vycházejí jejich hodnoty ze standardně vyráběné řady E24.

Odpor rezistoru R12 je 100 kΩ/*n*, kde *n* je počet stupňů (pásem) ekvalizéru.

Na výstupu je přepínač S1, kterým lze ekvalizér vyřadit z činnosti.



Obr. 24. Ekvalizér s 22 až 26 pásmy

Tab. 7. Hodnoty součástek ekvalizéru z obr. 24

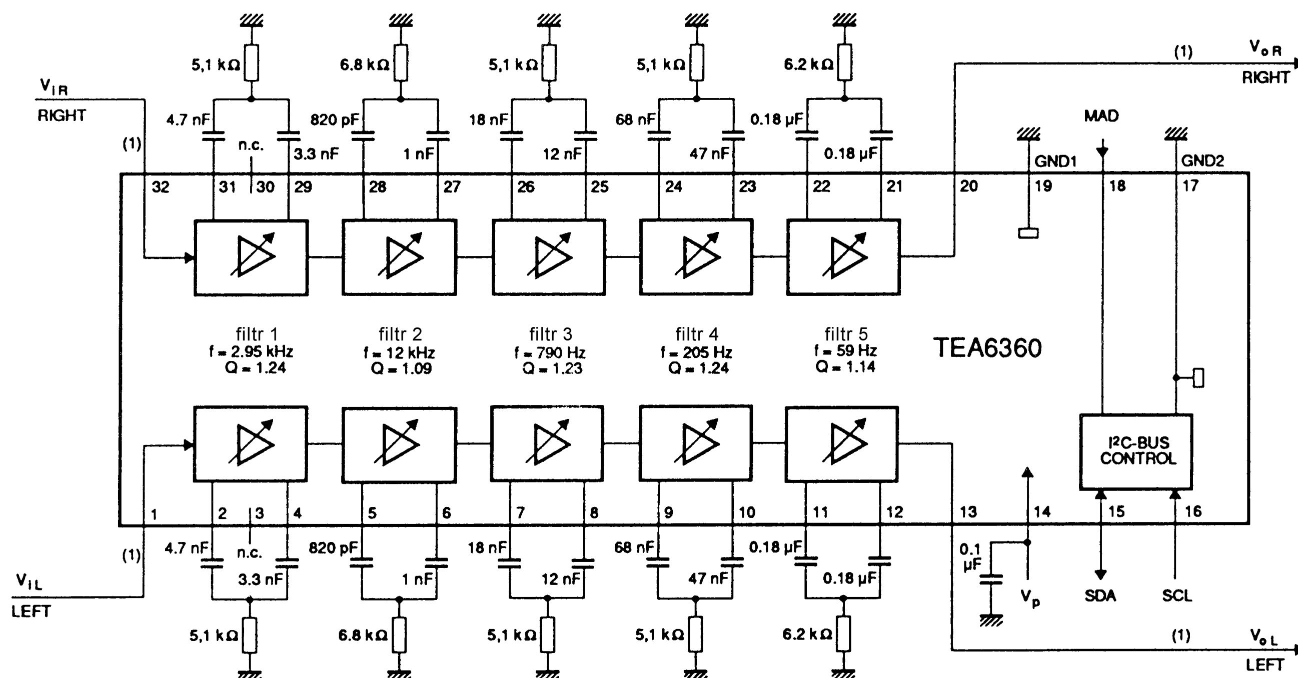
R8 = 25 kΩ			R8 = 50 kΩ			R8 = 100 kΩ		
R7 = 2,4 kΩ	R9 = 240 kΩ		R7 = 5,1 kΩ	R9 = 510 kΩ		R7 = 10 kΩ	R9 = 1 MΩ	
f_0	C5	C6	f_0	C5	C6	f_0	C5	C6
23 Hz	1 µF	0,1 µF	25 Hz	0,47 µF	47 nF	12 Hz	0,47 µF	47 nF
50 Hz	0,47 µF	47 nF	36 Hz	0,33 µF	33 nF	18 Hz	0,33 µF	33 nF
72 Hz	0,33 µF	33 nF	54 Hz	0,22 µF	22 nF	27 Hz	0,22 µF	22 nF
108 Hz	0,22 µF	22 nF	79 Hz	0,15 µF	15 nF	39 Hz	0,15 µF	15 nF
158 Hz	0,15 µF	15 nF	119 Hz	0,1 µF	10 nF	59 Hz	0.1 µF	10 nF
238 Hz	0,1 µF	10 nF	145 Hz	82 nF	8,2 nF	72 Hz	82 nF	8,2 nF
290 Hz	82 nF	8,2 nF	175 Hz	68 nF	6,8 nF	87 Hz	68 nF	6,8 nF
350 Hz	68 nF	6,8 nF	212 Hz	56 nF	5,6 nF	106 Hz	56 nF	5,6 nF
425 Hz	56 nF	5,6 nF	253 Hz	47 nF	4,7 nF	126 Hz	47 nF	4,7 nF
506 Hz	47 nF	4,7 nF	360 Hz	33 nF	3,3 nF	180 Hz	33 nF	3,3 nF
721 Hz	33 nF	3,3 nF	541 Hz	22 nF	2,2 nF	270 Hz	22 nF	2,2 nF
1082 Hz	22 nF	2,2 nF	794 Hz	15 nF	1,5 nF	397 Hz	15 nF	1,5 nF
1588 Hz	15 nF	1,5 nF	1191 Hz	10 nF	1,0 nF	595 Hz	10 nF	1,0 nF
2382 Hz	10 nF	1,0 nF	1452 Hz	8,2 nF	820 pF	726 Hz	8,2 nF	820 pF
2904 Hz	8,2 nF	820 pF	1751 Hz	6,8 nF	680 pF	875 Hz	6,8 nF	680 pF
3502 Hz	6,8 nF	680 pF	2126 Hz	5,6 nF	560 pF	1063 Hz	5,6 nF	560 pF
4253 Hz	5,6 nF	560 pF	2534 Hz	4,7 nF	470 pF	1267 Hz	4,7 nF	470 pF
5068 Hz	4,7 nF	470 pF	3609 Hz	3,3 nF	330 pF	1804 Hz	3,3 nF	330 pF
7218 Hz	3,3 nF	330 pF	5413 Hz	2,2 nF	220 pF	2706 Hz	2,2 nF	220 pF
10827 Hz	2,2 nF	220 pF	7940 Hz	1,5 nF	150 pF	3970 Hz	1,5 nF	150 pF
15880 Hz	1,5 nF	150 pF	11910 Hz	1,0 nF	100 pF	5955 Hz	1,0 nF	100 pF
23820 Hz	1,0 nF	100 pF	14524 Hz	820 pF	82 pF	7262 Hz	820 pF	82 pF
			17514 Hz	680 pF	68 pF	8757 Hz	680 pF	68 pF
			21267 Hz	560 pF	56 pF	10633 Hz	560 pF	56 pF
						12670 Hz	470 pF	47 pF
						18045 Hz	330 pF	33 pF

Digitálně řízený pětipásmový ekvalizér s obvodem TEA6360

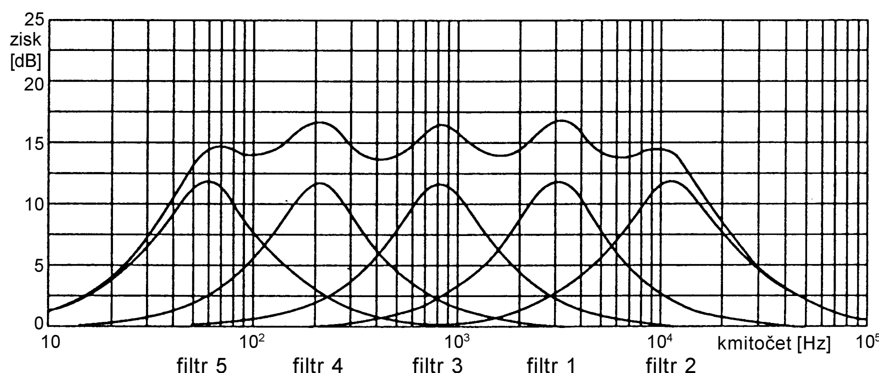
Schéma jednoduchého digitálně řízeného ekvalizéru, ve kterém je využit pro tento účel vyvinutý integrovaný obvod TEA6360 od firmy Philips, je na obr. 25. Obvod TEA6360 je určen pro stereofonní aplikace a obsahuje celkem po pěti řízených filtrech pro každý kanál.

Digitální řízení se uskutečňuje prostřednictvím poměrně známé a rozšířené sběrnice I²C, kterou zde proto nebudu popisovat. Její podrobnou specifikaci můžeme získat přímo od pramene např. v [25], [26] a [27].

Střední kmitočet každého filtru, jeho šířku pásma (danou činitelem jakosti Q) a velikost maximálního zisku nebo útlumu filtru na středním kmitočtu lze určit vhodnou volbou hodnot vnějších součástek - vždy dvou kondenzátorů a jednoho rezistoru pro každý filtr.



Obr. 25. Digitálně řízený pětipásmový ekvalizér s obvodem TEA6360



Obr. 26. Kmitočtová charakteristika pětipásmového ekvalizéru s obvodem TEA6360 z obr. 25

Zdůraznění nebo potlačení jednotlivých pásem kmitočtů lze nastavit v pěti stupních, šestý stupeň je navíc pro lineární průběh. Např. pro řízení v rozsahu ±15 dB jsou stupně zdůraznění, resp. potlačení jednotlivých pásem následující:

Stupeň 1 = +2,7 dB nebo -2,7 dB.
Stupeň 2 = +5,5 dB nebo -5,5 dB.
Stupeň 3 = +8,4 dB nebo -8,4 dB.
Stupeň 4 = +11,6 dB nebo -11,6 dB.
Stupeň 5 = +15,0 dB nebo -15,0 dB.

Na obr. 26 je kmitočtová charakteristika jednotlivých filtrů a kmitočtová charakteristika celého ekvalizéru při maximálním zisku jednotlivých filtrů +12 dB. Při maximálním útlumu filtrů je průběh prakticky zrcadlový.

Přes sběrnici I²C lze rovněž softwarově určit, zda budou mít filtry konstantní nebo v závislosti na stupni zdůraznění (nebo potlačení) proměnný činitel jakosti Q.

Lze také nastavit stav, že do určitého stupně zdůraznění (nebo potlačení) má filtr konstantní činitel jakosti Q a dále se pak chová jako filtr s proměnným činitelem jakosti. Pak se jedná o tzv. kvazi-konstantní činitel jakosti.

Další podrobné informace o obvodu TEA6360, týkající se zejména jeho řízení, je možné získat v [24].

Digitálně řízený ekvalizér pro 7, 12, 14 a 28 pásem

Další zapojení digitálně řízeného ekvalizéru využívá k tomuto účelu velice dobře propracovaný obvod LMC835 od firmy National Semiconductor [28], [29].

Integrovaný obvod LMC835 je zhotovený technologií CMOS LSI a jeho vnitřní obvody se skládají z řídicí logiky a ze signálové analogové části, tvořené odporovou sítí a analogovými spínači pro každé z celkem 14 pásem ekvalizéru.

Analogovými spínači je v závislosti na přijatých datových bitech D0 až D5 v sekvenci Data II na vstupu Data (vývod *16*) obvodu LMC835 řízena podle tab. 9 velikost zdůraznění nebo potlačení pásem kmitočtů jednotlivými filtry. Tomu musí předcházet sekvence označená Data I (tab. 8), která určuje adresu konkrétního filtru, kterému sekvence Data II přináleží.

Zisk (zdůraznění nebo potlačení) lze v každém pásmu řídit v rozsazích ±12 dB nebo ±6 dB (určeno logickými úrovněmi bitů D4 a D5 v sekvenci Data I) v celkem 25 krocích.

K vnitřním obvodům signálové části je pro každé požadované pásmo připojen vnější obvod (zapojený jako gyrátor), který určuje střední kmitočet a

Tab. 8. Sekvence Data I (volba pásma) pro řízení ekvalizeru LMC835.

D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	Popis
H	X	L	L	L	L	L	L	kan. A rozsah ±12 dB, kan. B rozsah ± 12 dB, žádné pásmo
H	X	L	L	L	L	L	H	kan. A rozsah ±12 dB, kan. B rozsah ± 12 dB, pásmo 1
H	X	L	L	L	L	H	L	kan. A rozsah ±12 dB, kan. B rozsah ± 12 dB, pásmo 2
...	...	...	...					...
...	...	...	...	čísla pásem binárně				...
...	...	...	...					...
H	X	L	L	H	H	L	H	kan. A rozsah ±12 dB, kan. B rozsah ± 12 dB, pásmo 13
H	X	L	L	H	H	H	L	kan. A rozsah ±12 dB, kan. B rozsah ± 12 dB, pásmo 14
H	X	L	L	H	H	H	H	kan. A rozsah ±12 dB, kan. B rozsah ± 12 dB, žádné pásmo
H	X	L	H	L	L	L	H	kan. A rozsah ±12 dB, kan. B rozsah ±6 dB, pásmo 1
H	X	L	H	L	L	H	L	kan. A rozsah ±12 dB, kan. B rozsah ±6 dB, pásmo 2
...	...	...	...					...
...	...	...	...	čísla pásem binárně				...
...	...	...	...					...
H	X	L	H	H	H	L	H	kan. A rozsah ±12 dB, kan. B rozsah ±6 dB, pásmo 13
H	X	L	H	H	H	H	L	kan. A rozsah ±12 dB, kan. B rozsah ±6 dB, pásmo 14
H	X	H	L	L	L	L	H	kan. A rozsah ±6 dB, kan. B rozsah ±12 dB, pásmo 1
H	X	H	L	L	L	H	L	kan. A rozsah ±6 dB, kan. B rozsah ±12 dB, pásmo 2
...	...	...	...					...
...	...	...	...	čísla pásem binárně				...
...	...	...	...					...
H	X	H	L	H	H	L	H	kan. A rozsah ±6 dB, kan. B rozsah ±12 dB, pásmo 13
H	X	H	L	H	H	H	L	kan. A rozsah ±6 dB, kan. B rozsah ±12 dB, pásmo 14
H	X	H	H	L	L	L	H	kan. A rozsah ±6 dB, kan. B rozsah ±6 dB, pásmo 1
H	X	H	H	L	L	H	L	kan. A rozsah ±6 dB, kan. B rozsah ±6 dB, pásmo 2
...	...	...	...					...
...	...	...	...	čísla pásem binárně				...
...	...	...	...					...
H	X	H	H	H	H	L	H	kan. A rozsah ±6 dB, kan. B rozsah ±6 dB, pásmo 13
H	X	H	H	H	H	H	L	kan. A rozsah ±6 dB, kan. B rozsah ±6 dB, pásmo 14

Pozn: *Bity D0 až D3 vyjadřují binárně čísla pásem. Bity D4 a D5 určují pro kanály B a A rozsahy potlačení nebo zdůraznění signálů v jednotlivých pásmech (±6 nebo ±12 dB). Bit D6 je bez významu. Bit D7 vyjadřuje číslo sekvence dat. Když je D7 v úrovni H, jedná se o sekvenci Data I. Kanál A obsahuje pásma 1 až 7, kanál B pásma 8 až 14.*

Tab. 9. Sekvence Data II (volba zisku) pro řízení ekvalizeru LMC835.

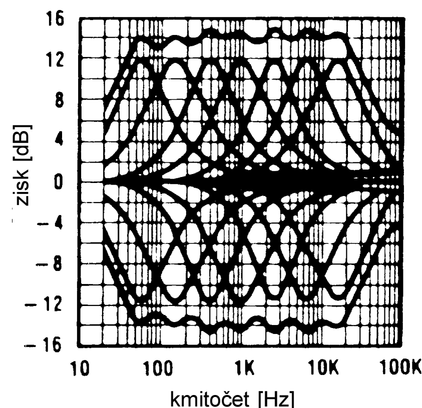
Popis	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
bez korekce	L	X	L	L	L	L	L	L
zdůraznění 1 dB	L	H	H	L	L	L	L	L
zdůraznění 2 dB	L	H	L	H	L	L	L	L
zdůraznění 3 dB	L	H	L	L	H	L	L	L
zdůraznění 4 dB	L	H	L	L	L	H	L	L
zdůraznění 5 dB	L	H	L	L	L	L	H	L
zdůraznění 6 dB	L	H	L	H	L	L	H	L
zdůraznění 7 dB	L	H	H	L	H	L	H	L
zdůraznění 8 dB	L	H	L	H	L	H	H	L
zdůraznění 9 dB	L	H	L	L	L	L	L	H
zdůraznění 10 dB	L	H	H	L	H	L	L	H
zdůraznění 11 dB	L	H	H	L	H	H	L	H
zdůraznění 12 dB	L	H	H	L	H	H	H	H
potlačení 1 dB	L	L	H	L	L	L	L	L
potlačení 2 dB	L	L	L	H	L	L	L	L
potlačení 3 dB	L	L	L	L	H	L	L	L
potlačení 4 dB	L	L	L	L	L	H	L	L
potlačení 5 dB	L	L	L	L	L	L	H	L
potlačení 6 dB	L	L	L	H	L	L	H	L
potlačení 7 dB	L	L	H	L	H	L	H	L
potlačení 8 dB	L	L	L	H	L	H	H	L
potlačení 9 dB	L	L	L	L	L	L	L	H
potlačení 10 dB	L	L	H	L	H	L	L	H
potlačení 11 dB	L	L	H	L	H	H	L	H
potlačení 12 dB	L	L	H	L	H	H	H	H

Pozn: *Bity D0 až D5 vyjadřují velikost potlačení nebo zdůraznění signálů v jednotlivých pásmech. Bit D6 určuje, zda se jedná o potlačení nebo zdůraznění. Bit D7 vyjadřuje číslo sekvence dat. Když je D7 v úrovni L, jedná se o sekvenci Data II.*

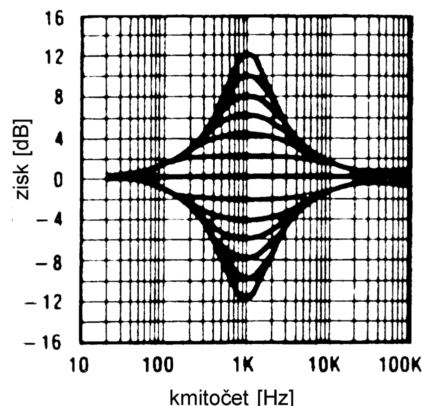
ostatní parametry pásmové propusti (resp. zádrže).

Celá analogová část obvodu LMC835 byla navržena s ohledem na to, aby se dosáhlo co nejmenšího vlastního šumu i zkreslení.

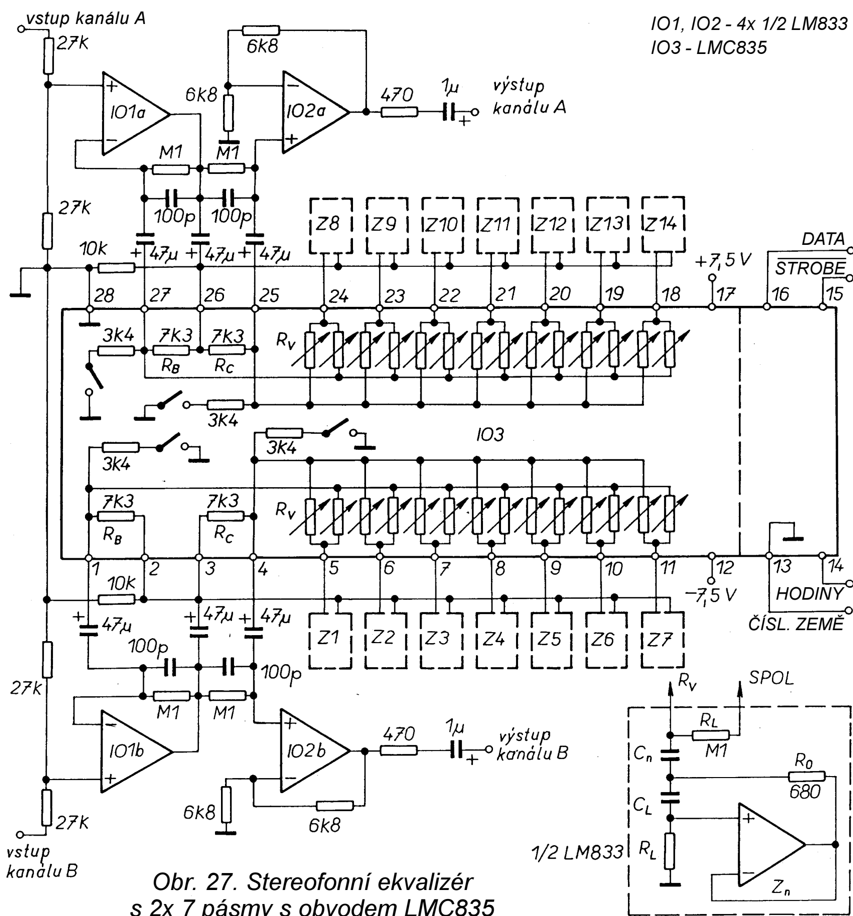
Základní zapojení obvodu LMC835 ve funkci stereofonního jednooktávo-



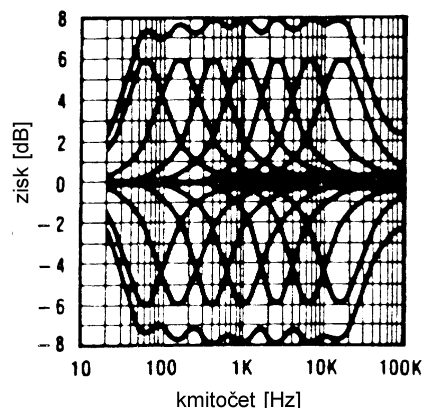
Obr. 28. Celková kmitočtová charakteristika ekvalizéru podle obr. 27 při korekci v rozsahu ±12 dB



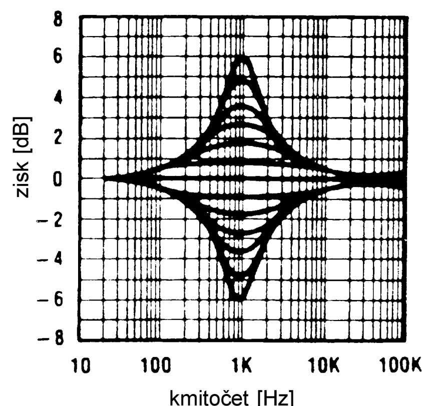
Obr. 29. Kmitočtová charakteristika pro pásmo 1 kHz a rozsah ±12 dB



Obr. 27. Stereofonní ekvalizér s 2x 7 pásmy s obvodem LMC835



Obr. 30. Celková kmitočtová charakteristika ekvalizéru podle obr. 27 při korekci v rozsahu ±6 dB



Obr. 31. Kmitočtová charakteristika pro pásmo 1 kHz a rozsah ±6 dB

Tab. 10. Hodnoty součástek filtrů stereofonního 7 pásmového ekvalizéru z obr. 27

Pásmo Z_n	f_0	C_0	C_L	R_L	R_0
Z1, Z8	63 Hz	1 µF	100 nF	100 kΩ	680 Ω
Z2, Z9	160 Hz	470 nF	33 nF	100 kΩ	680 Ω
Z3, Z10	400 Hz	150 nF	15 nF	100 kΩ	680 Ω
Z4, Z11	1 kHz	68 nF	6,8 nF	82 kΩ	680 Ω
Z5, Z12	2,5 kHz	22 nF	3,3 nF	82 kΩ	680 Ω
Z6, Z13	6,3 kHz	10 nF	1,5 nF	62 kΩ	680 Ω
Z7, Z14	16 kHz	4,7 nF	680 pF	47 kΩ	680 Ω

Tab. 11. Hodnoty součástek filtrů 12 pásmového ekvalizéru z obr. 33

Pásmo Z_n	f_0	C_0	C_L	R_L	R_0
Z1	16 Hz	3,3 µF	470 nF	100 kΩ	680 Ω
Z2	31,5 Hz	1,5 µF	220 nF	110 kΩ	680 Ω
Z3	63 Hz	1 µF	100 nF	100 kΩ	680 Ω
Z4	125 Hz	390 nF	68 nF	91 kΩ	680 Ω
Z5	250 Hz	220 nF	33 nF	82 kΩ	680 Ω
Z6	500 Hz	100 nF	15 nF	100 kΩ	680 Ω
Z7	1 kHz	47 nF	10 nF	82 kΩ	680 Ω
Z8	2 kHz	22 nF	4,7 nF	91 kΩ	680 Ω
Z9	4 kHz	10 nF	2,2 nF	110 kΩ	680 Ω
Z10	8 kHz	6,8 nF	1 nF	82 kΩ	680 Ω
Z11	16 kHz	3,3 nF	680 pF	62 kΩ	680 Ω
Z12	32 kHz	1,5 nF	470 pF	68 kΩ	510 Ω

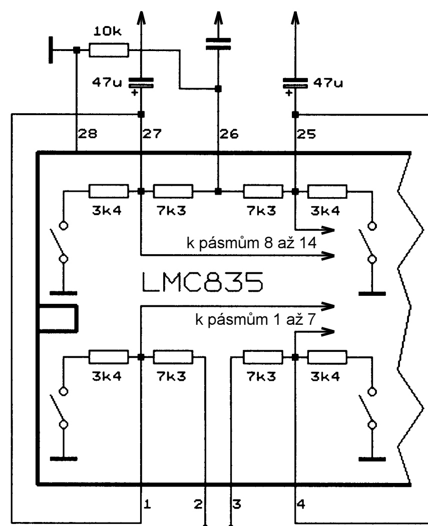
vého grafického ekvalizéru s 2x 7 pásmy je na obr. 27.

V pravém dolním rohu obrázku je konkrétní detailní zapojení jednoho ze čtrnácti gyrátorů s operačním zesilovačem.

Tyto gyrátory jsou pro jednoduchost vyznačené ve schématu pouze jako bloky Z1 až Z14. Kapacity kondenzátorů C_0 a C_L a odpory rezistorů R_0 a R_L v gyrátorech pro daný střední kmitočet f_0 jednotlivých pásem jsou uvedeny v tab. 10.

Na obr. 28 je znázorněna celková kmitočtová charakteristika sedmipásmového ekvalizéru podle obr. 27 při korekci v rozsahu ±12 dB a na obr. 29 je kmitočtová charakteristika pouze pro pásmo o středním kmitočtu 1 kHz.

Na obr. 30 a obr. 31 je znázorněna kmitočtová charakteristika při korekci v rozsahu ±6 dB.



Obr. 32. Rozšíření ekvalizéru s IO LMC835 až na 14 pásem

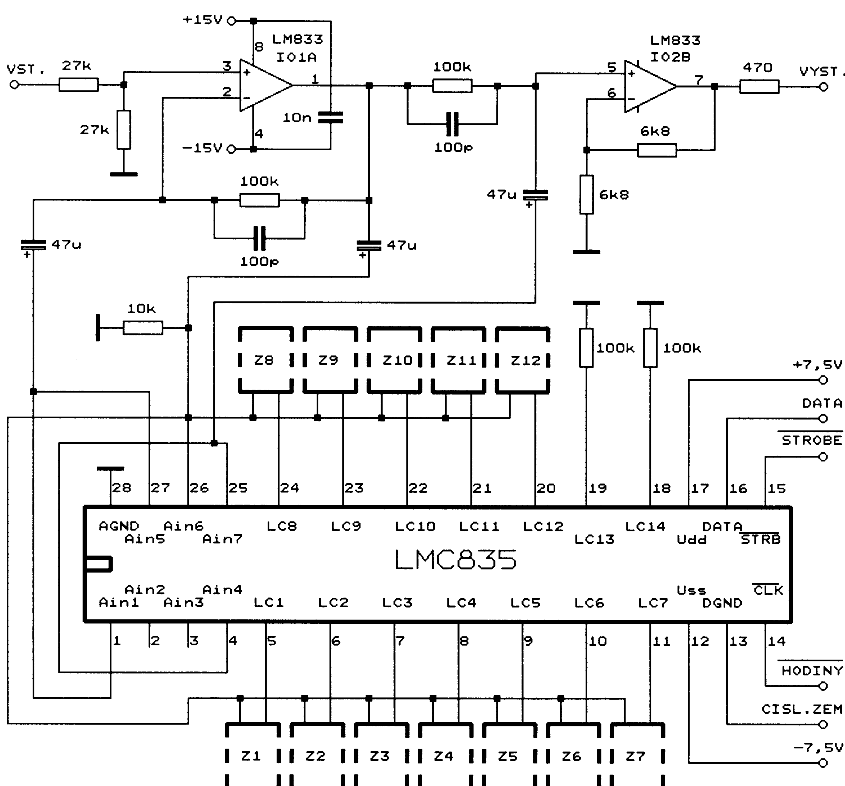
Ekvalizér lze rozšířit až na 14 pásem tím, že se obě poloviny integrovaného obvodu LMC835 vzájemně propojí podle obr. 32 (spojí se vývod *1* s vývodem *27* a vývod *4* s vývodem *25*). Takto zapojený ekvalizér s jedním obvodem LMC835 je pak pochopitelně monofonní.

Na obr. 33 je schéma monofonního 12 pásmového ekvalizéru. Hodnoty součástek gyrátorů, které jsou zapojeny stejně jako na obr. 27, jsou pro 12 pásmový ekvalizér v tab. 11.

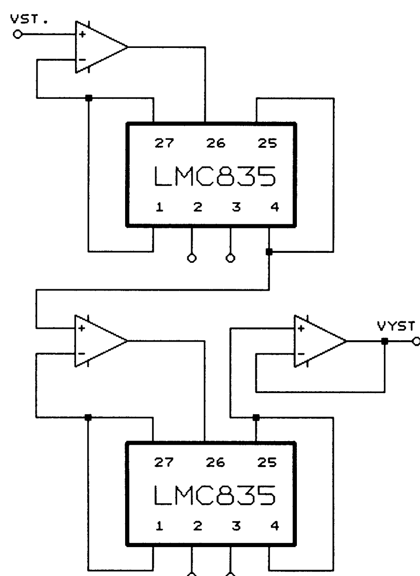
Na obr. 35 je schéma zapojení 14 pásmového, dvoutřetinooktávového ekvalizéru. Filtry jsou však řešeny odlišně od předchozích, jsou v konfiguraci Sallen-Key v zapojení podle obr. 36. Hodnoty součástek filtrů pro 14 pásmový ekvalizér jsou v tab. 12.

Kaskádním spojením dvou 14 pásmových ekvalizérů z obr. 35 lze podle obr. 34 vytvořit jeden 28 pásmový třetinooktávový ekvalizér.

Střední kmitočty a hodnoty součástek pro jednotlivé filtry 28 pásmového ekvalizéru z obr. 34 jsou v tab. 13.



Obr. 33. Monofonní 12 pásmový ekvalizér s obvodem LMC835



Obr. 34. Kaskádní spojení dvou 14 pásmových ekvalizérů

Obr. 35. 14 pásmový ekvalizér s obvodem LMC835

Obr. 36. Filtr v konfiguraci Sallen-Key pro ekvalizér z obr. 35

Řídicí část obvodu LMC835 se ovládá mikrokontrolérem pomocí tří signálů. Je to datový signál, který se přivádí na vstup Data, hodinový signál na vstupu Hodiny (Clock) a strobovací signál na vstupu Strobe.

Logická část má svoji zem oddělenou od analogové části, aby impulsními signály nebyly rušeny citlivé analogové obvody.

Jednotlivé bity dat jsou posouvány do vnitřního sériového registru s náběžnou hranou hodinového signálu. Takto vzniklá datová slova (Data I a Data II) jsou poté v registru ukládána či mazána sestupnou hranou signálu Strobe. Časový diagram impulsních signálů Hodiny, Data a Strobe je na obr. 37.

Jak je patrné z tab. 8 i tab. 9, je obvod LMC835 řízen dvěma osmibitovými slovy.

První slovo (Data I) určuje číslo pásma (filtru), kterého se změna nastavení bude týkat a zároveň maximální rozsah tohoto nastavení (±6 dB nebo ±12 dB).

Druhé osmibitové slovo (Data II) určí, zda se v daném pásmu jedná o zdůraznění nebo potlačení a poskytuje informaci o jeho konkrétní velikosti. Bit 0 je vysílán v pořadí jako první, bit 7 jako poslední. Maximální hodinový kmitočet

Obr. 37. Časový diagram impulsních signálů Hodiny, Data a Strobe

Obr. 38. Přípravek pro ovládání obvodu LMC835

Tab. 12. Hodnoty součástek filtrů 14 pásmového ekvalizéru z obr. 35

Pásmo č.	f_0	*R1*	*R2*	*R3*	*C*
1	40 Hz	8,45 kΩ	1,40 kΩ	16,9 kΩ	1 µF
2	63 Hz	5,49 kΩ	665 Ω	10,7 kΩ	1 µF
3	100 Hz	3,40 kΩ	412 Ω	6,81 kΩ	1 µF
4	160 Hz	21,5 kΩ	2,61 kΩ	42,2 kΩ	100 nF
5	250 Hz	13,7 kΩ	1,65 kΩ	27,4 kΩ	100 nF
6	400 Hz	8,45 kΩ	1,40 kΩ	16,9 kΩ	100 nF
7	630 Hz	5,49 kΩ	665 Ω	10,7 kΩ	100 nF
8	1 kHz	3,40 kΩ	412 Ω	6,81 kΩ	100 nF
9	1,6 kHz	21,5 kΩ	2,61 kΩ	42,2 kΩ	10 nF
10	2,5 kHz	13,7 kΩ	1,65 kΩ	27,4 kΩ	10 nF
11	4 kHz	8,45 kΩ	1,40 kΩ	16,9 kΩ	10 nF
12	6,3 kHz	5,49 kΩ	665 Ω	10,7 kΩ	10 nF
13	10 kHz	3,40 kΩ	412 Ω	6,81 kΩ	10 nF
14	16 kHz	21,5 kΩ	2,61 kΩ	42,2 kΩ	1 nF

Tab. 13. Hodnoty součástek filtrů 28 pásmového ekvalizéru z obr. 34

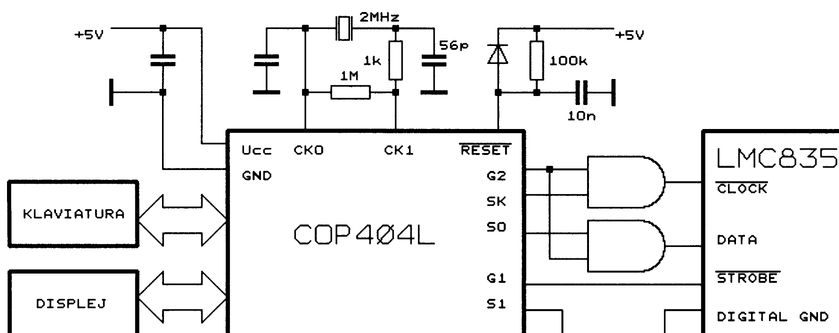
Pásmo č.	f_0	*R1*	*R2*	*R3*	*C*
1	31 Hz	22,1 kΩ	604 Ω	44,2 kΩ	1 µF
2	40 Hz	17,4 kΩ	475 Ω	34,0 kΩ	1 µF
3	50 Hz	13,7 kΩ	383 Ω	27,4 kΩ	1 µF
4	63 Hz	23,2 kΩ	634 Ω	46,4 kΩ	470 nF
5	80 Hz	18,2 kΩ	499 Ω	36,5 kΩ	470 nF
6	100 Hz	14,7 kΩ	402 Ω	29,4 kΩ	470 nF
7	125 Hz	16,5 kΩ	464 Ω	33,2 kΩ	330 nF
8	160 Hz	19,6 kΩ	536 Ω	39,2 kΩ	220 nF
9	200 Hz	15,4 kΩ	432 Ω	30,9 kΩ	220 nF
10	250 Hz	12,4 kΩ	348 Ω	24,9 kΩ	220 nF
11	315 Hz	26,7 kΩ	732 Ω	53,6 kΩ	82 nF
12	400 Hz	21,0 kΩ	576 Ω	42,2 kΩ	82 nF
13	500 Hz	16,9 kΩ	464 Ω	33,2 kΩ	82 nF
14	630 Hz	13,3 kΩ	365 Ω	26,7 kΩ	82 nF
15	800 Hz	18,2 kΩ	499 Ω	36,5 kΩ	47 nF
16	1 kHz	14,7 kΩ	402 Ω	29,4 kΩ	47 nF
17	1,25 kHz	16,5 kΩ	464 Ω	33,2 kΩ	33 nF
18	1,6 kHz	13,0 kΩ	357 Ω	26,1 kΩ	33 nF
19	2 kHz	15,8 kΩ	432 Ω	30,9 kΩ	22 nF
20	2,5 kHz	12,4 kΩ	348 Ω	24,9 kΩ	22 nF
21	3,15 kHz	22,1 kΩ	604 Ω	43,2 kΩ	10 nF
22	4 kHz	17,4 kΩ	475 Ω	34,0 kΩ	10 nF
23	5 kHz	13,7 kΩ	383 Ω	27,4 kΩ	10 nF
24	6,3 kHz	23,2 kΩ	634 Ω	46,4 kΩ	4,7 nF
25	8 kHz	18,2 kΩ	499 Ω	36,5 kΩ	4,7 nF
26	10 kHz	14,7 kΩ	402 Ω	29,4 kΩ	4,7 nF
27	12,5 kHz	11,8 kΩ	324 Ω	23,2 kΩ	4,7 nF
28	16 kHz	19,6 kΩ	536 Ω	39,2 kΩ	2,2 nF

je 500 kHz, takže ekvalizér může být přeprogramován za méně než 500 µs.

Na obr. 38 je schéma jednoduchého přípravku z logických obvodů, kterým se mohou v paralelní formě zadávat datová slova do obvodu LMC835 při testování jeho řídicí části. Hodinový signál běží bez přerušení a logické úrovně ze vstupů D0 až D7 (datové slovo) jsou do obvodu LMC835 vyslány až se vzestupnou hranou impulsu na vstupu START.

Schéma propojení obvodu LMC835 s řídicím mikrokontrolérem řady COP od firmy National Semiconductor je na obr. 39. Jednoduché mikropočítačové řízení obvodu LMC835 po třídrátové sběrnici umožňuje ovládat ekvalizér na velké vzdálenosti, což může být velice výhodné v situaci, kdy musí být ekvalizér umístěn co nejblíže zdroji signálu a reproduktory i obsluha jsou vzdáleny nebo jsou v oddělené místnosti.

Mezi další velké výhody patří i fakt, že v paměti mikroprocesoru je možné uchovávat různá nastavení ekvalizéru pro různé příležitosti, hudební nástroje nebo žánry a tak předejít nutnosti ekvalizér opětovně pracně nastavovat.



Obr. 39. Propojení obvodu LMC835 s řídicím mikro-kontrolérem

Program FilterLab pro návrh aktivních filtrů typu dolní propust

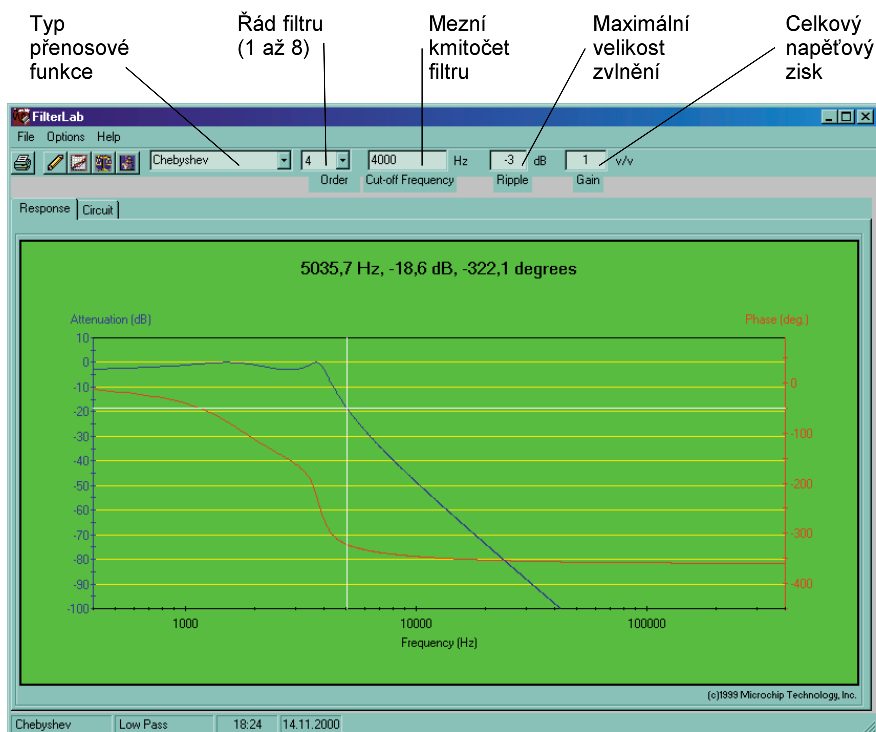
Na tomto místě poněkud odbočím od tématu, neboť bych čtenářům rád představil jeden velice užitečný prográmek. Ostatně je to odbočení jen zdánlivé, neboť se jedná o program pro počítačový návrh aktivních dolních propustí a ty se přeci v nf technice také používají.

Program FilterLab, určený pro návrh aktivních filtrů typu dolní propust s operačními zesilovači, je možné použít pro velice rychlý a efektivní počítačový návrh filtrů 1. až 8. řádu.

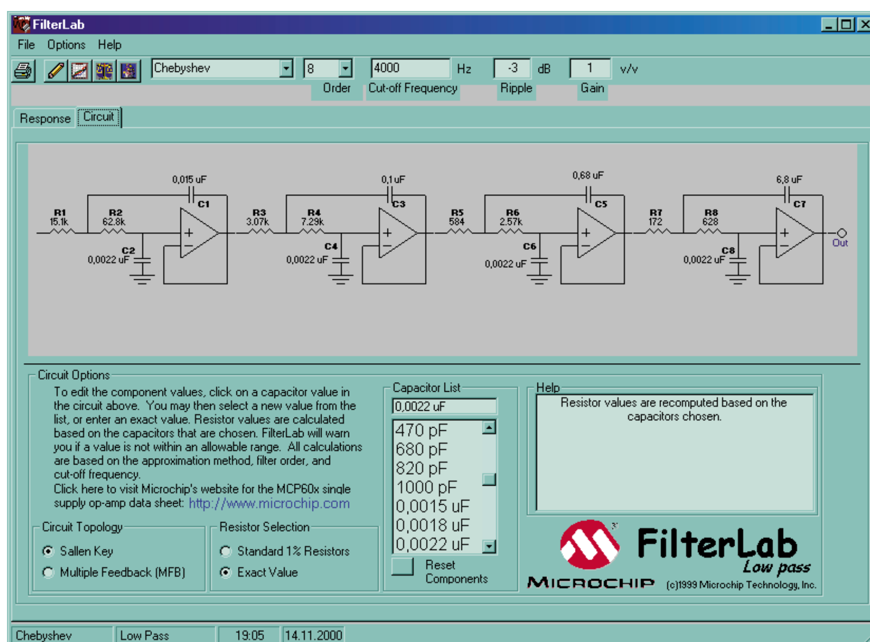
Kromě mezního kmitočtu, volitelného v širokém rozsahu od 0,1 Hz až do 10 MHz, lze zadat pro daný účel požadovaný vhodný typ přenosové funkce (Butterworth, Bessel nebo Čebyšev), dále maximální velikost zvlnění kmitočtové charakteristiky filru v propustném pásmu a nakonec i celkové zesílení vstupního napětí.

V dialogovém okně „Response“ (česky „Odezva“, zde se jedná o kmitočtové charakteristiky) programu FilterLab na obr. 40 potom můžeme po zadání výše uvedených parametrů dolní propusti vidět její kmitočtové charakteristiky. Pohybem křížového kurzoru v grafu můžeme prakticky v kterémkoli bodě odečíst velikost útlumu signálu v závislosti na jeho kmitočtu (vertikální kurzor, amplitudová charakteristika je zobrazena modře) a fázový posuv (horizontální kurzor, fázová charakteristika je pro odlišení zobrazena červenou křivkou).

Po kliknutí na záložku „Circuit“ se nám v programu FilterLab zobrazí dialogové okno „Circuit“ („Obvod“) podle obr. 41. V tomto okně je schéma zapojení dolní propusti, která splňuje zadané parametry a jsou zde i vypočíta-



Obr. 40. Dialogové okno „Response“ programu FilterLab



Obr. 41. Dialogové okno „Circuit“ programu FilterLab

Comparison of Approximation Methods

FilterLab

MICROCHIP (c)1999 Microchip Technology, Inc.

Edge Freq.: 4000 Hz

Cheby Ripple: -3 dB

Order:	7	8	6	
Butterworth	-6,8	-7,5	-6,2	magnitude (dB)
Chebyshev	-21,1	-24,9	-17,3	
Bessel	-3,7	-3,7	-3,7	
Butterworth	-355,9	-408,2	-303,7	phase (deg.)
Chebyshev	-578,7	-669,3	-487,7	
Bessel	-186,5	-201,6	-170,7	

Enter Frequency: 4400 Hz

Update

Finished

Obr. 42. Dialogové okno „Comparison of Approximation Methods“ programu FilterLab

né odpory a kapacity všech rezistorů a kondenzátorů.

Navržené kapacity kondenzátorů můžeme jednoduše měnit tím, že klikneme myší do schématu na příslušný kondenzátor a vybereme jeho kapacitu z předdefinovaného seznamu běžně dostupných kapacit (seznam je umístěn uprostřed dole). Kapacitu můžeme také přímo zadat do horního okénka. Po každé takové změně program FilterLab automaticky přepočítá odpory rezistorů.

Topologii zapojení operačních zesilovačů lze dále volit přepínačem „Circuit Topology“ v levém dolním rohu dialogového okna. Lze si vybrat konfiguraci Sallen-Key (neinvertující operační zesilovač) nebo invertující operační zesilovač s kombinovanou zápornou zpětnou vazbou - MFB (**M**ultiple **F**eed**B**ack).

Parametry požadovaného fitru, navrženého s použitím různých aproximačních metod (Butterworth, Bessel nebo Čebyšev) můžeme číselně porovnat pomocí dialogového okna „Comparison of Approximation Methods“ („Porovnání aproximačních metod“) na obr. 42, které vyvoláme z menu Options/Numerical Comparison.

Program FilterLab je ve své jednoduchosti velice výkonným nástrojem a k jeho dalším velkým přednostem patří i to, že jej firma Microchip poskytuje zcela zdarma. Případní zájemci si jej mohou stáhnout z jejích internetových stránek na adrese:

http://www.microchip.com/10/tools/analog/flab/index.htm

Komprimovaný soubor ve formátu Zip má objem přibližně 4,2 MB.

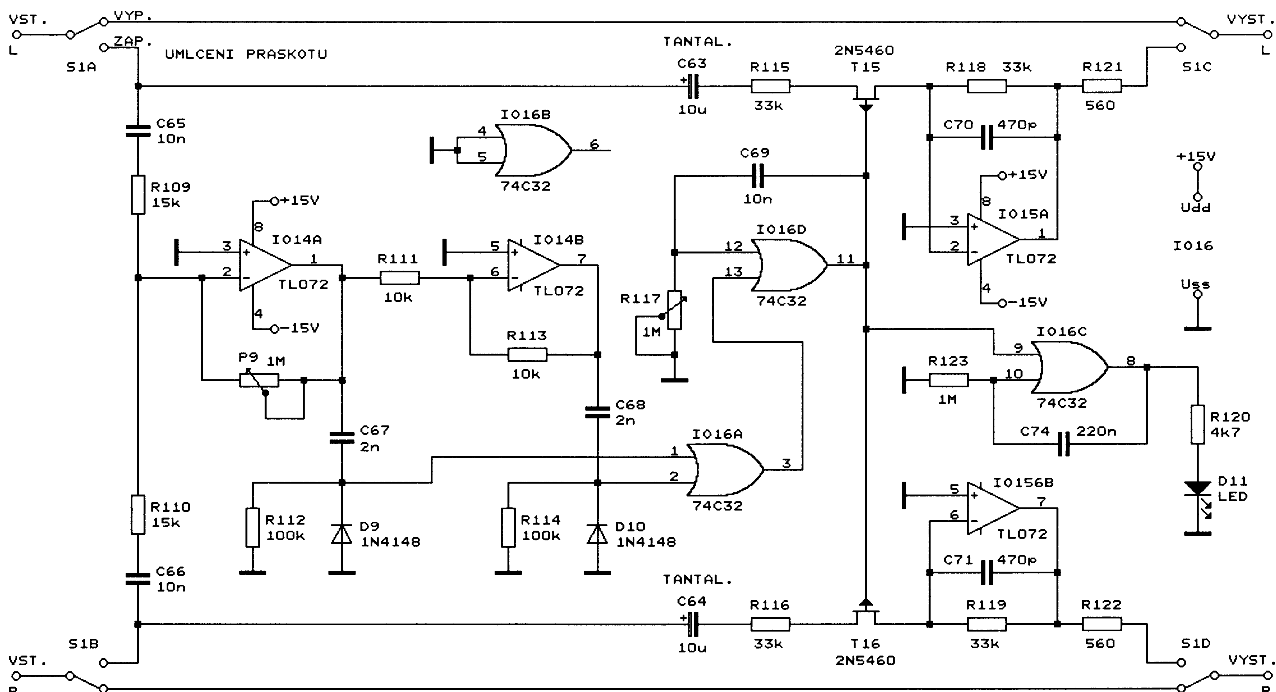
Umlčovače praskání gramofonových desek

Dále jsou uvedena dvě zapojení umlčovačů, které eliminují zvuk praskání při přehrávání starších (analogových) gramofonových desek - dlouhohrajících (LP) i tzv. singlů (SP). Kdo tyto desky ještě vlastní a občas si je i přehrává, jistě uvítá možnost vylepšit signál při jejich poslechu, kdo ne, může tuto kapitolu s úsměvem přeskočit.

Když se gramofonová deska opotřebuje či poškodí, vzniká při jejím přehrávání větší či menší (časem spíše větší) množství rušivých impulsů, které se projevují jako nepříjemné praskání. K částečné eliminaci tohoto praskání slouží popisované umlčovače.

Záměrně jsem použil slovní spojení „částečná eliminace“, protože tak, jako nic není absolutně dokonalé, ani tyto umlčovače nemohou rušivé praskání odstranit zcela a kdo by očekával zázrak v podobě absolutně čistého signálu, mohl by být zklamán.

Praskání se úplně neodstraní, ale jeho vjem se podstatně potlačí tím, že



Obr. 43. Jednoduchý umlčovač praskání gramofonových desek

se omezí amplituda a strmost rušivých impulsů. To se týká zejména impulsů s velkou intenzitou a zároveň dlouhou dobou trvání, též záleží na četnosti jejich výskytu.

První, jednodušší zapojení umlčovače pochází z [21] a jeho schéma je na obr. 43.

Zapojení se skládá pouze ze dvou částí, z detektoru rušivých impulsů s indikátorem a z řízeného zesilovače.

Vstupní obvod s operačním zesilovačem IO14A monitoruje současně signál z obou stereofonních kanálů. Potenciometrem P9 (zapojeným v obvodu zpětné vazby operačního zesilovače) je možné nastavit práh, který určuje, od jaké velikosti rušivého impulsu bude umlčovač reagovat. Druhý operační zesilovač IO14B je zapojen jako invertor s jednotkovým zesílením.

K výstupům obou operačních zesilovačů jsou přes kondenzátory C67 a C68 připojeny vstupy hradla OR IO16A. Při výskytu rušivého impulsu jsou vstupy hradla aktivovány a výstup hradla přejde do opačné úrovně. Na základě tohoto podnětu vygeneruje další hradlo OR IO6D umlčovací impuls. Šířka impulsu je určená článkem R117, C69, který je připojen ke druhému vstupu hradla IO6D. Aby bylo možné šířku impulsu měnit, je jako R117 použit potenciometr.

Umlčovacím impulsem se vypnou tranzistory FET T15 a T16. Tyto tranzistory pracují jako analogové spínače a jsou zapojené v levém a pravém kanálu v obvodu zpětné vazby operačních zesilovačů IO15A a IO15B. V klidu, kdy jsou tyto tranzistory sepnuté, je zesílení operačních zesilovačů dáno poměrem odporů rezistorů R118 a R115 v levém kanálu a R119 a R116 v pravém kanálu (protože všechny tyto rezistory mají odpor 33 kΩ, je zesílení jednotkové). Při aktivaci umlčovače (při vypnutí tranzistorů) se uplatní velký odpor přechodu drain-source tranzistorů, zesílení klesne na nulu a nízkofrekvenční signál se přeruší. Tím se krátký rušivý impuls odstraní (vyklíčuje) a na výstupu umlčovače by se neměl objevit.

Aktivace umlčovače je indikována diodou LED D11, která je připojená k výstupu hradla OR IO16C. Na vstup hradla se přivádějí umlčovací impulsy. Protože jsou tyto impulsy velmi krátké a jejich délka může být různá (viz dále), nebyla by jejich přímá indikace diodou LED lidským okem postřehnutelná. Proto je ke druhému vstupu hradla IO16C připojen článek R123, C74, který dobu svitu diody LED prodlužuje (na dobu určenou časovou konstantou *R123*, *C74*). Díky tomu je viditelně indikován i sebekratší impuls.

Jak již bylo řečeno, je při aktivaci rušivým impulsem doba přerušení nf signálu v určitých mezích uživatelsky volitelná potenciometrem R117 (tj. změnou šířky umlčovacího impulsu). Správnou velikost doby přerušení nelze nijak jednoznačně definovat a je ji nutno individuálně a s citem nastavit v závislosti na konkrétních podmínkách.

Při měření na několika různě poškozených analogových gramofonových deskách byly naměřeny rušivé impulsy s dobou trvání v rozmezí od 0,3 do 7 ms. Většina těch méně rušivých, s malou amplitudou, způsobených prachovými částicemi v drážce nebo nepatrným poškozením drážky, měla dobu trvání od 0,3 do 1 ms. Tyto impulsy nicméně způsobují menší problémy než hlasité „lupance", způsobené různými výraznějšími „škrábanci" na povrchu desky, jejichž délka trvání je v rozmezí od 2 do 7 ms.

V umlčovači jsou použity běžně dostupné součástky, až na tranzistory FET 2N5460. Ty lze nahradit jiným podobným typem nebo využít např. analogové spínače v obvodech CMOS 4053.

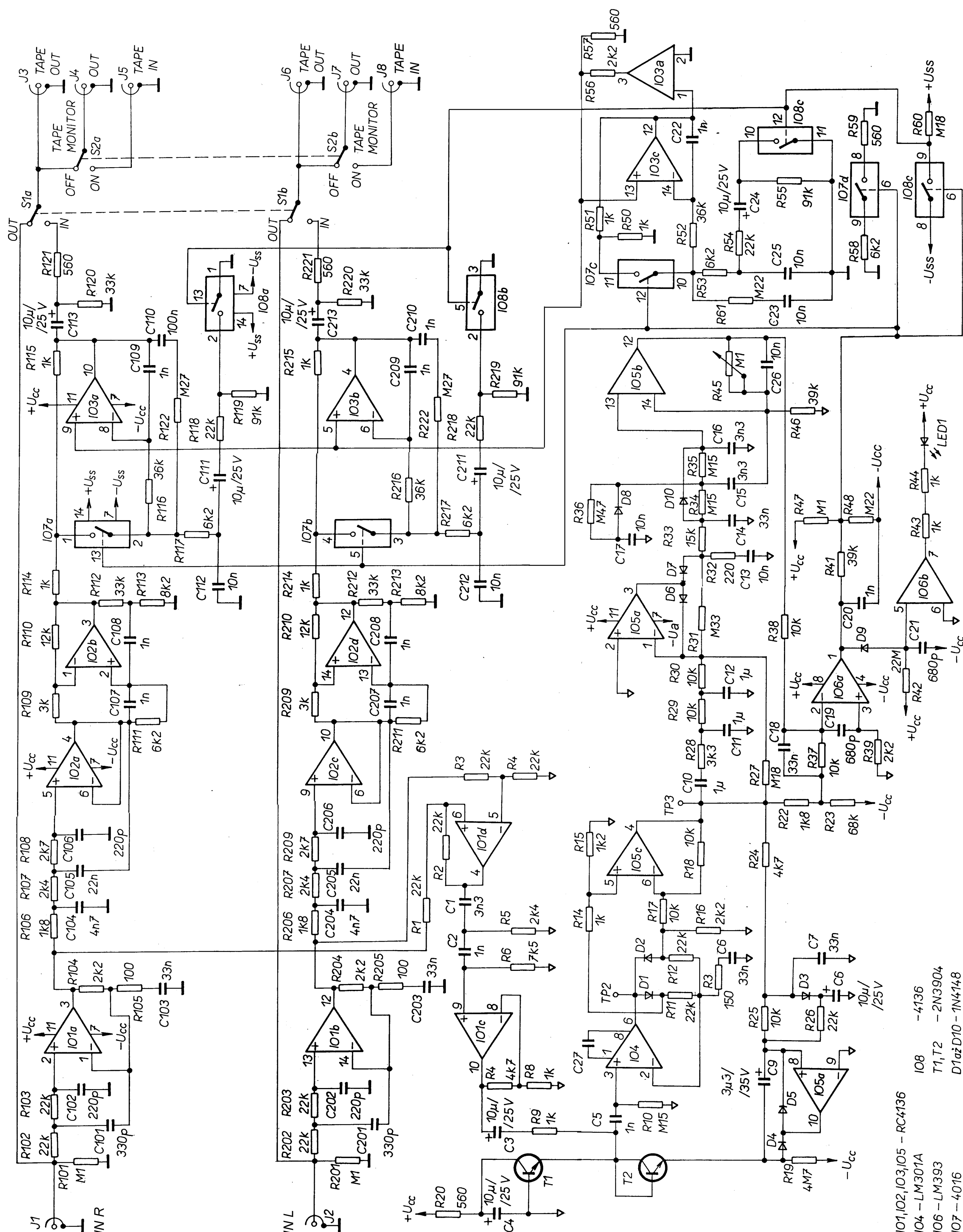
Druhé zapojení umlčovače praskání je na obr. 44 a je o něco složitější. Pracuje též na jiném principu - výstupní signál není při výskytu rušivého impulsu pouze přerušen, ale je po dobu trvání impulsu nahrazen krátkým vzorkem bezchybného předcházejícího signálu.

Dále uvedu jen stručný popis zapojení, případní zájemci mohou nalézt vyčerpávající popis včetně desky s plošnými spoji v původním pramenu [22].

Vstupní signál je veden na detektor rušivých impulsů a současně na zpožďovací linku, která zpozdí signál mezi vstupem a výstupem umlčovače o přibližně 40 μs, aby mohl detektor spolehlivě zachytit rušivé impulsy dříve, než se dostanou na výstup. V cestě signálu je zařazen analogový elektronický přepínač, který v klidovém stavu propojuje signál ze zpožďovací linky na výstup a v případě detekce rušivého impulsu připojí na výstup vzorek předchozího signálu.

Operační zesilovače spolu s ostatními pasívními součástkami, které jsou zapojené na vstupech levého a pravého kanálu, pracují jako dolní propust. Další dva operační zesilovače zajišťují kmitočtovou korekci signálu podle křivky RIAA, fázový posuv, preemfázi a následné zpoždění nízkofrekvenčního signálu.

Za operačními zesilovači následuje obvod s analogovými spínači, tvořený-

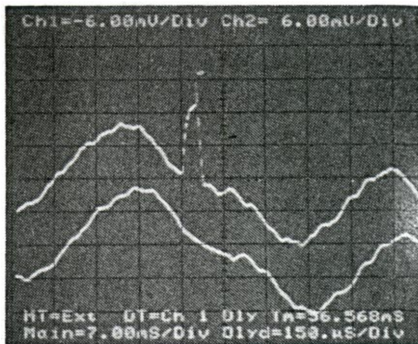


Obr. 44. Složitější umlčovač praskání

mi obvody 4066. Spínače jsou ovládány signálem z výstupu detektoru rušivých impulsů, který je zakreslen v dolní polovině obr. 44. Citlivost detektoru je možné nastavit potenciometrem R45, aktivaci detektoru indikuje LED1.

V závislosti na stavu analogových spínačů IO7a (IO7b) a IO8a (IO8b) je řízena činnost operačních zesilovačů IO3a (IO3b) na výstupu zařízení. V klidovém stavu pracují operační zesilovače se součástkami R116 (R216) a C109 (C209) jako integrátory. Analogové spínače jsou sepnuté, rezistory R114 (R214) a R115 (R215) zavádějí do obvodu zápornou zpětnou vazbu a obvod se chová jako filtr s deemfází.

Když se detektor aktivuje rušivým impulsem, spínače vypnou a operační zesilovače se s kondenzátory C109 (C209) a s jejich akumulovanými náboji chovají jako obvod Sample-and-Hold. Tento obvod umožňuje na krátkou



Obr. 45. Oscilogramy signálů na vstupu a na výstupu umlčovače

dobu nahradit část signálu o nízkém kmitočtu, nicméně jeho funkce je ještě dále vylepšena.

V obvodu jsou navíc zapojeny kondenzátory C112 (C212), které jsou nabíjeny vstupním signálem. Po aktivaci detektoru spínače IC7a (IC7b) vypnou a odpojí C112 (C212) od předchozího stupně. Napětí z kondenzátorů je přes výstupní operační zesilovače přenášeno na výstup umlčovače a výstup je tak držen na úrovni přibližně odpovídající stavu před aktivací.

Toto opatření sice zlepšuje odezvu umlčovače na nízkých kmitočtech, ale příliš nepomáhá na vyšších kmitočtech. To je však v pořádku, protože na vysokých kmitočtech jsou přechodové jevy lépe maskovány než na kmitočtech nízkých. Aby se předešlo rychlým změnám náboje kondenzátorů C112 (C212), jsou do série s kondenzátory zapojeny rezistory R117 (R217).

Druhým zlepšením obvodu Sample-and-Hold je použití článků R122 (R222), C110 (C210), které jsou připojeny paralelně k paměťovým kondenzátorům C112 (C212). Tyto články zlepšují odezvu umlčovače při velmi širokých rušivých impulsech. Kondenzátory C110 (C210) obsahují vzorek dlouhodobého průměru vstupního signálu. Při delší aktivaci detektoru se nábojem z kondenzátorů C110 (C210) dobíjejí paměťové kondenzátory C112 (C212) v obvodu Sample-and-Hold. Tak je zajištěno, že při širokých rušivých impulsech nevzniknou ve výstupním signálu slyšitelná hluchá místa.

Na obr. 45 je pro názornou ilustraci funkce popisovaného umlčovače srovnán oscilogram vstupního signálu, ke kterému je superponován rušivý impuls (horní stopa) s oscilogramem výstupního signálu, ve kterém je rušivý impuls odstraněn (dolní stopa).

Výkonové zesilovače

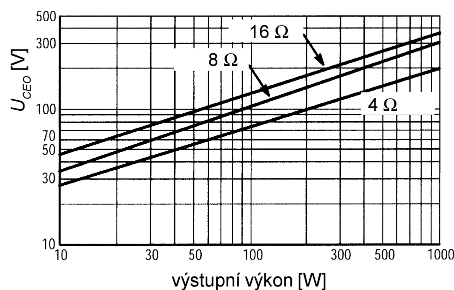
Tranzistory pro výkonové zesilovače

Na toto místo jsem původně chtěl dát tabulku se seznamem a základními parametry výkonových tranzistorů od různých výrobců, vhodných pro konstrukci výkonových zesilovačů.

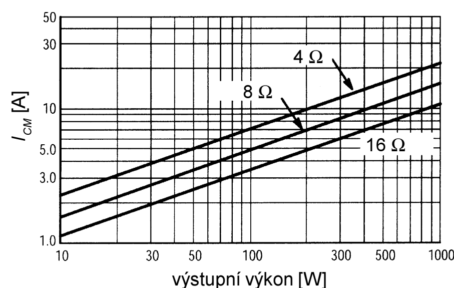
Namísto tabulky jsou tu však dva užitečné grafy. Podle prvního na obr. 46 lze určit potřebné závěrné napětí U_{CEO} budicích a koncových tranzistorů a podle druhého na obr. 47 lze určit špičkový kolektorový proud I_{CM} koncových tranzistorů. Obě veličiny jsou v grafech vyneseny v závislosti na požadovaném výstupním výkonu zesilovače při zátěži 4, 8 nebo 16 Ω.

Grafy mohou konstruktérům napomoci při specifikaci základních parametrů výkonových tranzistorů při návrhu výkonového zesilovače.

Pro bližší představu o skutečných poměrech v koncovém stupni výkonového zesilovače při různých typech zátěže (nejen čistě odporové, ale i s reaktanční složkou) slouží zatěžovací charakteristiky na obr. 48 (pro zesilovač o výkonu 100 W) a na obr. 49 (pro zesilovač o výkonu 200 W). Oba zmíněné výkonové zesilovače budou podrobně popsány o něco dále.



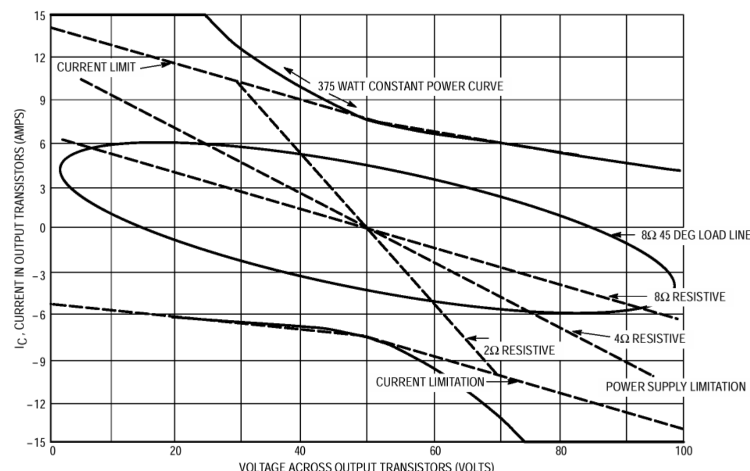
Obr. 46. Potřebné závěrné napětí U_{CEO} budicích a koncových tranzistorů v závislosti na požadovaném výstupním výkonu zesilovače při zátěži 4, 8 nebo 16 Ω



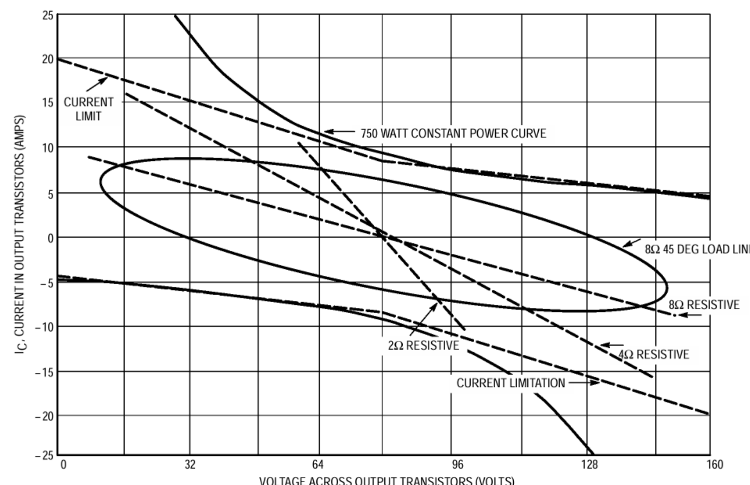
Obr. 47. Špičkový kolektorový proud I_{CM} koncových tranzistorů v závislosti na požadovaném výstupním výkonu zesilovače při zátěži 4, 8 nebo 16 Ω.

Program pro analýzu výkonových zesilovačů

Pro návrh lineárních výkonových zesilovačů i výkonových zesilovačů pracujících ve třídě D a pro jejich vý-



Obr. 48. Zatěžovací charakteristika zesilovače 100 W



Obr. 49. Zatěžovací charakteristika zesilovače 200 W

konovou i teplotní analýzu nabízí firma Texas Instruments na svých internetových stránkách program Audio Power Analysis Program, který lze volně stáhnout na adrese:

www.ti.com/sc/docs/tools/analog/amplifiersdvelopment.html

Jedná se o poměrně zdařilý program, s jehož pomocí lze komplexně výkonově i teplotně analyzovat výkonový zesilovač během několika sekund.

Je tak možné navrhovat výkonové zesilovače jak obecně, tak i při použití portfolia v tomto programu předvolených integrovaných obvodů přímo od firmy Texas Instruments.

S programem Audio Power Analysis je možné stáhnout i téměř třicetistránkovou příručku ve formátu PDF s názvem „A real analysis of the power behind Audio Power Amplifier systems“ a se spoustou užitečných tipů a rad, vztahujících se nejen k práci s tímto programem, ale i k problematice návrhu nízkofrekvenčních zesilovačů všeobecně.

Dále jsou na stejném místě volně ke stažení ještě zkomprimované nebo nezkomprimované hudební soubory ve formátu .wav. Jedná se o vzorky hudebních nahrávek všech různých žánrů - klasika, rock, jazz, mluvené slovo a další signály pro testovací účely.

S pomocí programu Audio Power Analysis můžeme dojít k poměrně zajímavým a někdy až překvapivým výsledkům. Jak ostatně v úvodu uvádí sám autor, jen málokterý konstruktér opravdu přesně ví (a nejspíš to neví nikdo), kolik výkonu vyzařuje jeho zesilovač při přehrávání Mozartova „Requiem“, nebo „Material Girl“ od Madonny nebo snad od Rolling Stones „She´s the Boss“.

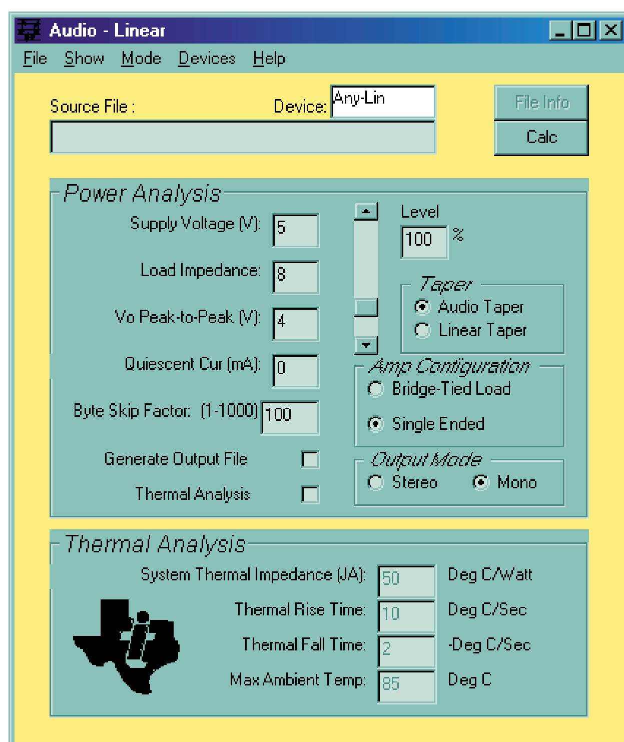
Někdo je sice schopen teoreticky spočítat výstupní výkon a výkonovou ztrátu zesilovače v ustáleném stavu při sinusovém buzení, ale tento výpočet je velice vzdálen od reality, kdy je zpracováván skutečný hudební signál. Proto firma Texas Instruments vyvinula tento program.

V dnešním světě počítačů, kdy je možné téměř vše převést do digitální podoby, a o hudbě to platí beze zbytku, bylo celkem namístě vyvinout pro účely výkonové a teplotní analýzy výkonových zesilovačů program, který by dokázal číst zdigitalizované hudební soubory a těmi pak „krmit“ testovaný virtuální zesilovač.

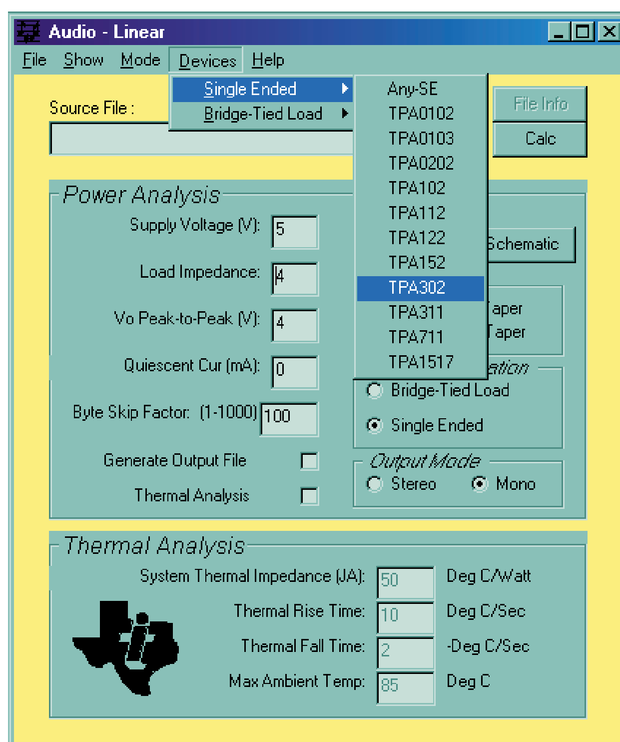
Program Audio Power Analysis používá počítač přesně na to, na co je počítač dobrý - na výpočty, a využívá jej velice dobře. Jen pro představu: tříminutová nahrávka, vzorkovaná kmitočtem 44,1 kHz, je tvořena celkem 158 760 000 vzorky. Program v průměru počítá s 20 rozdílnými atributy a musí provést kolem 320 milionů výpočtů - zkuste to samé spočítat ručně s kalkulačkou během večera!

Pro výkonovou analýzu zesilovače umožňuje program Audio Power Analysis uživatelsky zadat základní vstupní údaje, jako je napájecí napětí výkonového zesilovače, velikost zatěžovací impedance, do které bude výkonový zesilovač pracovat, klidový proud zesilovače a maximální rozkmit výstupního napětí (pokud není zesilovač typu označovaného jako „Rail-to-rail“, musí být toto napětí nižší než napájecí napětí o úbytek na výstupních výkonových součástkách). Po automatickém výpočtu poté obdržíme údaje o špičkové a efektivní (RMS) hodnotě výstupního výkonu, o ztrátovém výkonu, o odebíraném proudu, o zkreslení a o účinnosti zesilovače při zadaných vstupních údajích.

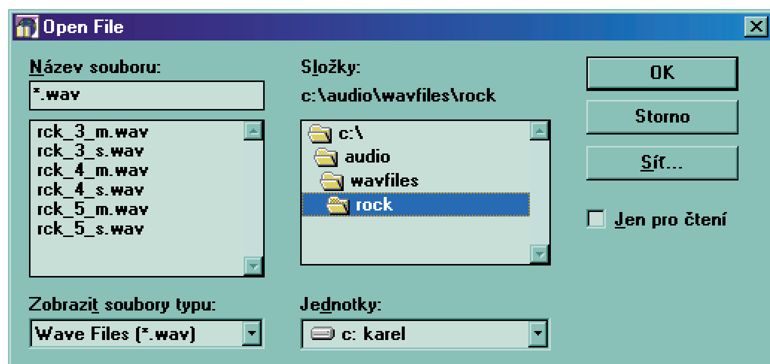
Na obr. 50 je úvodní dialogové okno programu Audio Power Analysis, ve kterém se zadávají výše zmíněné vstupní údaje. Číslo v řádku „Byte skip



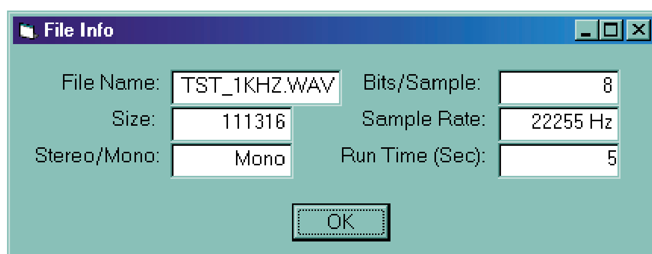
Obr. 50. Úvodní dialogové okno programu Audio Power Analysis



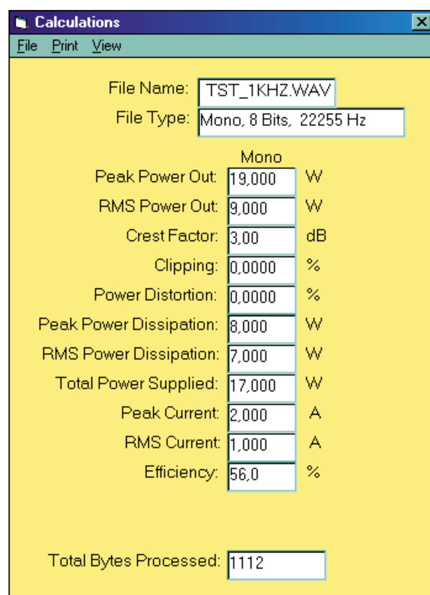
Obr. 52. Výběr typu výkonového zesilovače v úvodním dialogovém oknu programu Audio Power Analysis



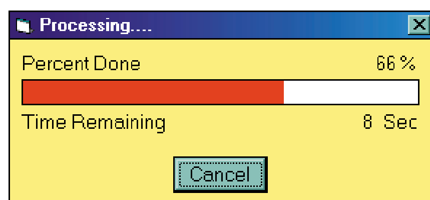
Obr. 51. Okno pro výběr zkušebního signálu



Obr. 53. Okno s informacemi o vlastostech vybraného signálu



Obr. 54. Dialogové okno s výsledky výkonové analýzy zesilovače



Obr. 55. Dialogové okno s informací o době výpočtu

Factor" určuje, jak podrobná bude analýza, z kolika vzorků zkušebního signálu bude provedena, resp. kolik vzorků bude přeskakováno. Čím menší číslo, tím déle samozřejmě celý výpočet trvá. V políčku „Level" můžeme zapsat úroveň vybuzení výkonového zesilovače v rozsahu od 0 až do 500 %, tuto úroveň můžeme též regulovat svislým posuvníkem.

Dále vybereme zkušební signál z menu File/Open (obr. 51). Může to být jakýkoli zvukový signál nebo hudební soubor ve formátu .wav. Vlastnosti signálu můžeme pro kontrolu zobrazit kliknutím na tlačítko „File Info". Vlastnosti vybraného signálu se zobrazí v okně podle obr. 53.

V menu „Mode" určíme, zda je výkonový zesilovač lineární nebo zda pracuje ve třídě D. Potom v menu „Device" vybereme podle toho, zda se jedná o jednoduchý zesilovač (Single Ended - SE) nebo o můstkové zapojení koncového stupně (Bridge-Tied Load - BTL) některý konkrétní typ z monolitických zesilovačů z portfolia firmy Texas Instruments. V případě obecného výkonového zesilovače klikneme na položku Any-SE, nebo Any-BTL (obr. 52).

Nyní, poté co jsme zadali všechny položky, můžeme kliknutím na tlačítko „Calc" zahájit výkonovou analýzu.

O průběhu procesu nás informuje dialogové okno podle obr. 55, které nám ukazuje, kolik procent výpočtů je již hotovo a kolik času ještě zbývá do ukončení celé operace.

V závislosti na délce zkušebního signálu, čísle v řádku „Byte skip Factor" a rychlosti našeho počítače se dříve či později objeví dialogové okno na obr. 54 s vypočítanými výsledky výkonové analýzy zesilovače.

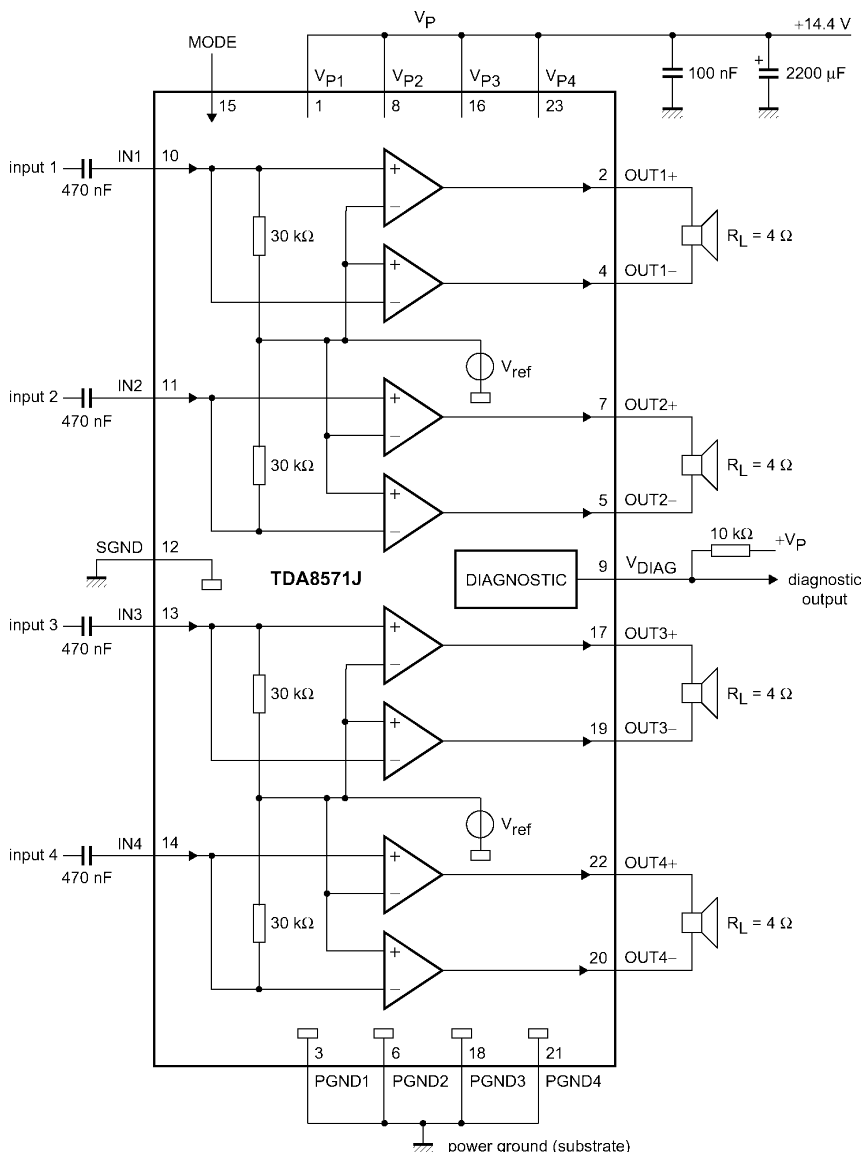
Integrovaný výkonový zesilovač 4x 40 W

Obvod TDA8571J od firmy Philips Semiconductors [32] představuje kompletní řešení výkonového zesilovače o maximálním výstupním výkonu až 4x 40 W do zátěže 4 Ω, který je umístěn v jednom pouzdře integrovaného obvodu.

Zesilovač je svými kvalitativními parametry spíše určen pro autorádia a jiná méně náročná zařízení (ostatně ne vždy potřebujeme jen výkonový zesilovač splňující ty nejnáročnější technická kritéria), přesto ale stojí díky některým svým jiným přednostem za povšimnutí.

Na prvním místě je to jen opravdu minimální počet potřebných vnějších součástek. Prakticky se jedná o čtyři kusy vazebních kondenzátorů na signálových vstupech a o dva kondenzátory pro blokování a filtraci napájecího napětí.

Jak je vidět ze schématu základního zapojení obvodu TDA8571J na obr. 56, pak už jen stačí připojit reproduktory.



Obr. 56. Výkonový zesilovač 4x 40 W s obvodem TDA8571J

Obr. 57. Zesilovač 4x 40 W, strana součástek

Obr. 58. Zesilovač 4x 40 W, strana pájení

Z vnitřního blokového zapojení je patrné, že reproduktory jsou připojeny na výstupy výkonových zesilovačů v můstkovém zapojení. Tato konfigurace se v angl. označuje zkratkou BTL (**B**ridge **T**ied **L**oad). Výkonové zesilovače pracují ve třídě B s pevně daným napěťovým ziskem 34 dB.

Integrovaný obvod TDA8571J je navíc vybaven ochranou proti zkratu výstupu jak na zem, tak i na napájecí sběrnice. Obvod je chráněn i proti přepólování napájecího napětí a proti tepelnému přetížení, takže to vypadá, že je snad téměř nezničitelný.

Ale to není ještě všem ochranám konec, neboť obvod TDA8571J je dále opatřen tzv. diagnostickým výstupem s otevřeným kolektorem (vývod *9*), kterým je možno signalizovat stav zkratu na jednom nebo na více výstupech. Tento výstup dále signalizuje dosažení teploty čipu 145 °C a také limitaci výstupního signálu, při které prudce narůstá harmonické zkreslení. Změnu stavu na diagnostickém výstupu lze v tomto případě použít jako informaci pro zvukový procesor nebo k zeslabení nf signálu při řízení hlasitosti stejnosměrným napětím pomocí elektronických potenciometrů.

Nakonec je obvod TDA8571J ještě vybaven vstupem MODE (vývod *15*), s jehož pomocí je možné zesilovač uvést do jednoho ze tří pracovních režimů:

- Standby - pohotovostní stav s malým klidovým proudovým odběrem, menším než 100 μA.
- Mute - vstupní signál je potlačen (např. signálem při příjmu hovoru z mobilního telefonu).
- Operating - normální pracovní stav výkonového zesilovače.

Výrobcem doporučený návrh desky s dvoustrannými plošnými spoji pro výkonový zesilovač s obvodem TDA8571J je na obr. 57 (strana součástek) a obr. 58 (strana spojů). Rozměry desky jsou 111,76 x 78,74 mm.

Výkonové zesilovače 100 W a 200 W s malým stupněm záporné zpětné vazby

Návrh dále popisovaných výkonových zesilovačů ve verzích 100 W a 200 W vychází z téměř klasického obvodového zapojení výkonového zesilovače ve snaze zachovat celou konstrukci co možná nejjednodušší.

Cílem je dokázat, že je možné s použitím slabé záporné zpětné vazby dosáhnout velmi malého zkreslení a velké šířky přenášeného kmitočtového pásma bez použití jakýchkoli speciálních obvodových řešení (která by zmenšovala zkreslení) nebo bez zavádění jakýchkoli místních zpětných vazeb.

Vytčený cíl se, myslím, docela dobře podařilo splnit konstruktérům firmy Motorola (viz naměřené parametry zesilovačů v tab. 14 a v tab. 15) [30].

Drtivá většina návrhů výkonových zesilovačů používá k zajištění malého harmonického zkreslení při uzavřené zpětnovazební smyčce velký stupeň záporné zpětné vazby.

Zdrojem harmonického zkreslení jsou především koncové výkonové tranzistory, dále to jsou budiče a případně přizpůsobovací rozkmitový stupeň, zapojený mezi vstupní část, napájenou nízkým napětím a výkonovou část, napájenou vyšším napětím (tzv. transkonduktanční stupeň, v angličtině Transconductance Stage).

Problém je v tom, že se dvěma zesilovacími stupni lze jen obtížně dosáhnout velké šířky pásma, což se projeví při otevřené zpětnovazební smyčce poklesem šířky pásma na několik kHz. Z toho vyplývá, že velikost záporné zpětné vazby by musela být ještě mnohem větší, než je potřebné k pouhému dosažení malého zkreslení na kmitočtu 20 kHz při uzavřené smyčce zpětné vazby.

Naproti tomu bylo dokázáno, že při velkém stupni záporné zpětné vazby se značně zvětšuje přechodové intermodulační zkreslení, označované zkratkou TIM (**T**ransient **I**ntermodulation **D**istortion).

To je důvod, proč je ještě někdy dávána přednost elektronkovým zesilovačům, které oproti tranzistorovým zesilovačům používají jen minimální celkovou zápornou zpětnou vazbu, nebo ji nepoužívají vůbec, ale mají pouze místní zpětné vazby (více se lze na podobné téma dočíst např. v nedávno uveřejněném článku v [31]).

Aby se přechodové intermodulační zkreslení odstranilo, je tedy nutné v zesilovači použít stupně s menším napěťovým zesílením při otevřené smyčce zpětné vazby a s větší šířkou pásma (alespoň 20 kHz).

Zmenšení stupně záporné zpětné vazby (a z toho vyplývající následný problém se zvětšeným zkreslením s uzavřenou smyčkou zpětné vazby) inspiroval konstruktéry k různým nekonvenčním řešením koncového stupně zesilovače, ale stejně tak i předcházejících zesilovacích stupňů.

Jedním z těchto řešení je linearizovaný koncový stupeň s jednotkovým zesílením.

V zesilovačích o výkonu 100 W a 200 W na obr. 64 a obr. 68 jsou jako koncové tranzistory použity bipolární výkonové tranzistory typu 2SC1302 (PNP) a 2SC3281 (NPN) od firmy Motorola.

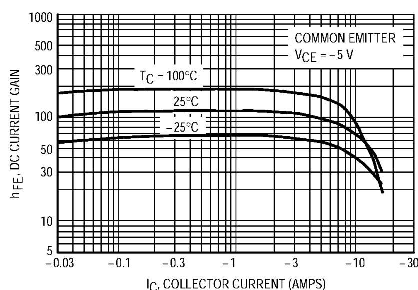
Tento komplementární pár je určen speciálně pro aplikaci v nízkofrekvenčních koncových stupních a vyniká ve srovnání se staršími typy zejména zlepšenou linearitou.

V grafech na obr. 59 a na obr. 60 je dobře patrná linearita stejnosměrného proudového zesilovacího činitele těchto tranzistorů v širokém rozsahu jejich kolektorových proudů.

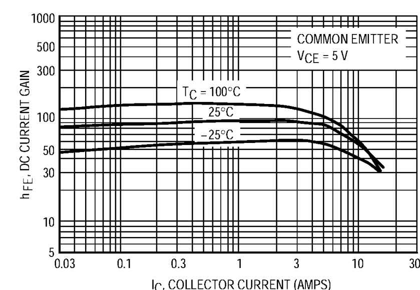
Tranzistory 2SC1302 a 2SC3281 mají závěrné napětí 200 V, kolektorový proud 15 A a maximální výkonovou ztrátu 150 W.

Na obr. 61 a na obr.62 jsou grafy jejich zatěžovacích pracovních charakteristik (SOA).

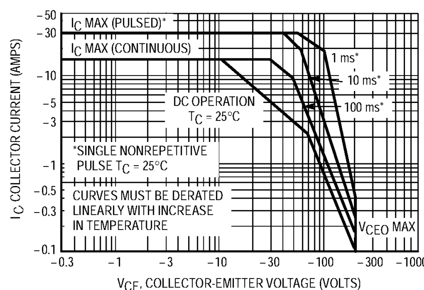
Uvedené tranzistory jsou vyráběny ve výkonovém pouzdře TO-3PBL s izolovaným montážním otvorem. Tepelný odpor mezi polovodičovým přechodem a pouzdrem je menší než 0,83 °C/W.



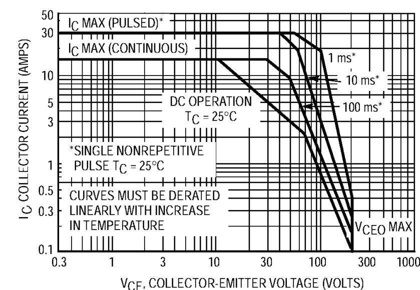
Obr. 59. Závislost proudového zesilovacího činitele tranzistoru PNP 2SA1302 na kolektorovém proudu



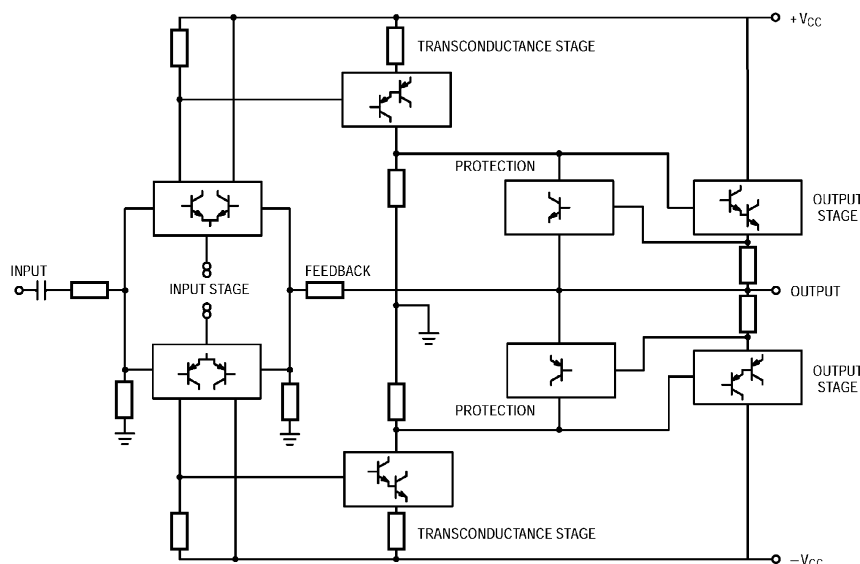
Obr. 60. Závislost proudového zesilovacího činitele tranzistoru NPN 2SC3281 na kolektorovém proudu



Obr. 61. Zatěžovací charakteristiky tranzistoru PNP 2SA1302



Obr. 62. Zatěžovací charakteristiky tranzistoru NPN 2SC3281



Obr. 63. Blokové schéma zesilovače 100 W

Jak je vidět z přehledných blokových schémat na obr. 63 a na obr. 65, zapojení zesilovačů se vyznačují naprosto symetrickou topologií s dvojitým diferenčním zesilovačem na vstupu.

Při použití minimálního stupně záporné zpětné vazby (25 dB nebo méně) bylo při otevřené smyčce zpětné vazby dosaženo šířky pásma zesilovače větší, než je šířka celého akustického pásma.

Jak je ostatně vidět z tab. 14 a z tab. 15, i ostatní parametry zesilovačů jsou velice slušné.

Popis zesilovače 100 W

V konkrétním zapojení výkonového zesilovače 100 W na obr. 63 jsou ve vstupní části v diferenčním zesilovači použity tranzistory Q1 až Q4 typů MPS8099 a MPS8599 se závěrným napětím 80 V. Pro jednoduchost zde nejsou pro jejich napájení použity zdroje konstantního proudu, ale pouze zdroj napětí ±24 V, tvořený dvěma Zenerovými diodami. Se společnými rezistory R7 a R8 (10 kΩ), zapojenými v emitorech, je kolektorový proud každé dvojice přibližně 2,25 mA. To zajišťuje potřebnou šířku pásma tohoto stupně a malou vstupní napěťovou nesymetrii, což je u stejnosměrně vázaného zesilovače nezbytné. Vazební kondenzátor C5 o kapacitě 2,2 μF na vstupu spolu se vstupním odporem zesilovače určuje dolní mezní kmitočet zesilovače asi 2 Hz.

Druhý stupeň, zajišťující napěťové zesílení, je tvořen tranzistory Q5, Q6 (MPSW06 a MPSW56) se závěrným napětím 80 V v Darlingtonově zapojení. Tento stupeň pracuje v zapojení se společným kolektorem (s uzemněnými kolektory), aby se minimalizoval Millerův efekt. Při odporu 510 Ω emitorových rezistorů R9 a R10 je klidový proud tranzistorů Q5 a Q6 přibližně 3,5 mA. Tímto proudem je zároveň určena velikost klidového proudu další dvojice tranzistorů Q7 a Q8 (2SC3298B a 2SA1306B) se závěrným napětím 200 V. Protože klidový proud tranzistorů Q7 a Q8 je okolo 50 mA, je při napájecím napětí zesilovače ±52 V výkonová ztráta každého tranzistoru 2,5 W. Z toho důvodu musí být tranzistory Q7 a Q8 opatřeny vlastními malými chladiči.

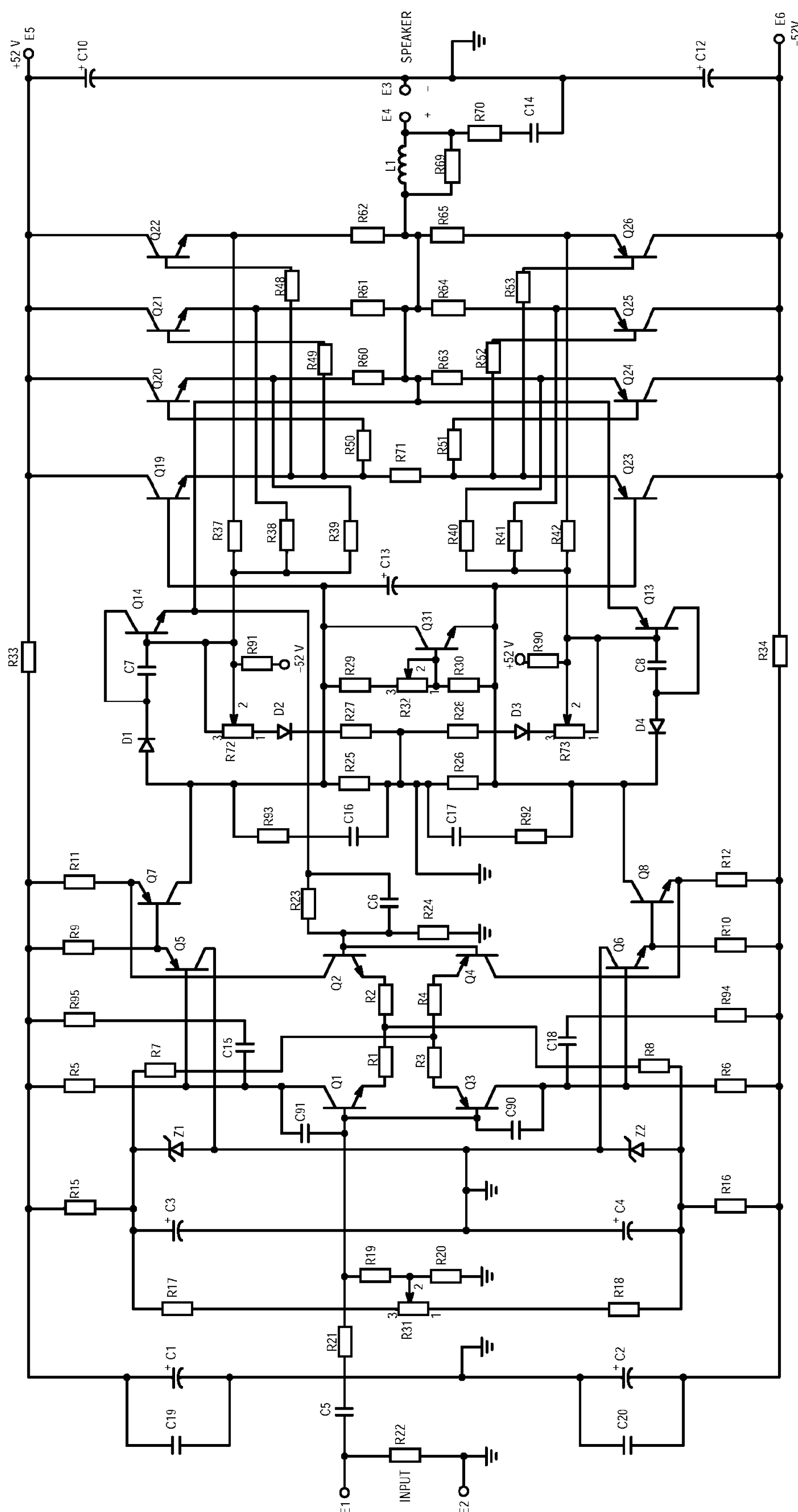
Rezistory R25 a R26 o odporu 2,7 kΩ určují napěťové zesílení celého stupně. Zisk prvního stupně je 18,5 dB a druhého stupně 34 dB, což dává dohromady zisk 52,5 dB. V obou větvích na výstupech druhého stupně jsou zapojeny členy *RC* (R93, C16 a R92, C17) pro kmitočtovou kompenzaci při uzavřené smyčce zpětné vazby. Celkový zisk je nastaven na 27,8 dB, aby se dosáhlo vstupní citlivosti 1 V.

Výstupní výkonová část zesilovače je opět v Darlingtonově zapojení s budičem s tranzistory Q19 a Q23 (MJF15030 a MJF15031 s max. kolektorovým proudem 8 A, napětím 150 V a kolektorovou ztrátou 36 W), za nimiž následuje v každé větvi vždy trojice paralelně zapojených výkonových tranzistorů Q20 až Q22 a Q24 až Q26 (2SC3298B a 2SA1306B), o jejichž parametrech byla zmínka již dříve.

Budiče i výkonové tranzistory mají vynikající linearitu proudového zesilo-

Tab. 14. Naměřené parametry zesilovače 100 W

Parametr	*Hodnota*	*Poznámka*
Výstupní výkon do zátěže 8Ω	100 W	V kmitočtovém pásmu 20 Hz – 20 kHz
Výstupní výkon do zátěže 4Ω	175 W	V kmitočtovém pásmu 20 Hz – 20 kHz
Výkonová šířka pásma @ 8Ω / +0dB, -3dB	2 Hz – 210 kHz	Impedance zdroje vst. signálu 600 Ω
Celkové harmonické zkreslení + šum @8Ω	< 0,03 %	20 Hz – 20 kHz, 1 W – 100 W
Celkové harmonické zkreslení + šum @4Ω	< 0,05 %	20 Hz – 20 kHz, 1 W – 175 W
Rychlost přeběhu	125 V / μs	
Offset klidového ss výstupního napětí	< ± 50 mV	@ 25 °C
Doba náběhu	< 1,8 μs	napětí pro 50 % plného výkonu při 8 Ω
Vstupní impedance	> 32 kΩ	20 Hz – 20 kHz
Vstupní citlivost pro plný výkon	1,18 V rms	100 W @ 8 Ω, nebo 28,3 V rms
Vstupní citlivost pro 1 W / 8Ω	118 mV rms	
Výstupní impedance	< 80 mΩ	20 Hz – 20 kHz
Činitel tlumení	100	Vztaženo k 8 Ω
Výstupní šum (křivka A)	< 75 μV	Vstup zakončen 600 Ω
Výstupní šum (křivka C)	< 150 μV	Vstup zakončen 600 Ω
Odstup signál / šum (křivka A)	90 dB	Vztaženo k 1 W @ 8 Ω, nebo 2,83 V rms
Odstup signál / šum (křivka C)	105 dB	Vztaženo ke 100 W @ 8 Ω, nebo 28,3 V rms
Zkratový výstupní proud	7,5 A	Max.
Špičkový výstupní proud	13 A	Odporová zátěž
Kmitočtová šířka pásma s otevřenou zpětnovazební smyčkou	5 Hz – 21 kHz	Bez zátěže (malý signál), impedance zdroje vst. signálu 600 Ω
Zesílení při otevřené zpětnovazební smyčce	52,5 dB	Bez zátěže (malý signál)
Zesílení při uzavřené zpětnovazební smyčce	27,8 dB	Bez zátěže



Obr. 64. Podrobné schéma zesilovače 100 W

vacího činitele, což významně pomáhá zmenšit potřebný stupeň celkové záporné zpětné vazby, která zajišťuje malé zkreslení zesilovače.

Tranzistory Q13 a Q14 (MPS650 a MPS750 s malým saturačním napětím) chrání výkonové tranzistory tím, že omezují maximální velikost výstupního zkratového proudu zesilovače. Přesně lze velikost omezeného proudu nastavit odporovými trimry R72 a R73, zapojenými v bázích Q13 a Q14.

Seznam součástek zesilovače 100 W

R1, R2, R3, R4, R37, R38, R39, R40, R41, R42	220 Ω
R5, R6	2,2 kΩ
R7, R8	10 kΩ
R9, R10	510 Ω
R11, R12, R71	22 Ω
R15, R16	2,2 kΩ/3 W
R17, R18	51 kΩ
R19	33 kΩ
R20	220 Ω
R21	4,7 kΩ
R22	1 MΩ
R23	27 kΩ
R24	1 kΩ
R25, R26	2,7 kΩ/3 W
R27, R28	3,3 kΩ/2 W
R29	200 Ω
R30, R92, R93	100 Ω
R31	100 kΩ, trimr
R32	100 Ω, trimr
R33, R34	15 Ω/1 W
R48, R49, R50, R51, R52, R53	1,2 Ω
R60, R61, R62, R63, R64, R65	0,47 Ω/5 W
R69	4,7 Ω/3 W
R70	10 Ω/3 W
R72, R73	500 Ω, trimr
R90, R91	22 kΩ
R94, R95	300 Ω
C1, C2	1000 μF/63 V
C3, C4	470 μF/50 V
C5	2,2 μF, svitkový, polypropylénový
C6	10 pF/500 V, slídový
C7, C8, C14, C19, C20	100 nF, keram. X7R
C10, C12	10 000 μF/63 V
C13	100 μF/10 V
C15, C16, C17, C18	330 pF/500 V, slídový
C90, C91	22 pF/500 V, slídový
L1	2 μH (6 závitů drátu Cu 1,5 mm² na ∅ 41mm)
D1, D2, D3, D4	1N4148
Z1, Z2	1N5252B (Zenerova dioda 24 V/0,5 W)
Q1, Q2	MPS8099
Q3, Q4	MPS8599
Q5	MPSW56
Q6	MPSW06
Q7	2SA1306B
Q8	2SC3298B
Q13	MPS750
Q14	MPS650
Q19	MJF15030
Q20, Q21, Q22	2SC3281
Q23	MJF15031
Q24, Q25, Q26	2SA1302
Q31	MPSA06

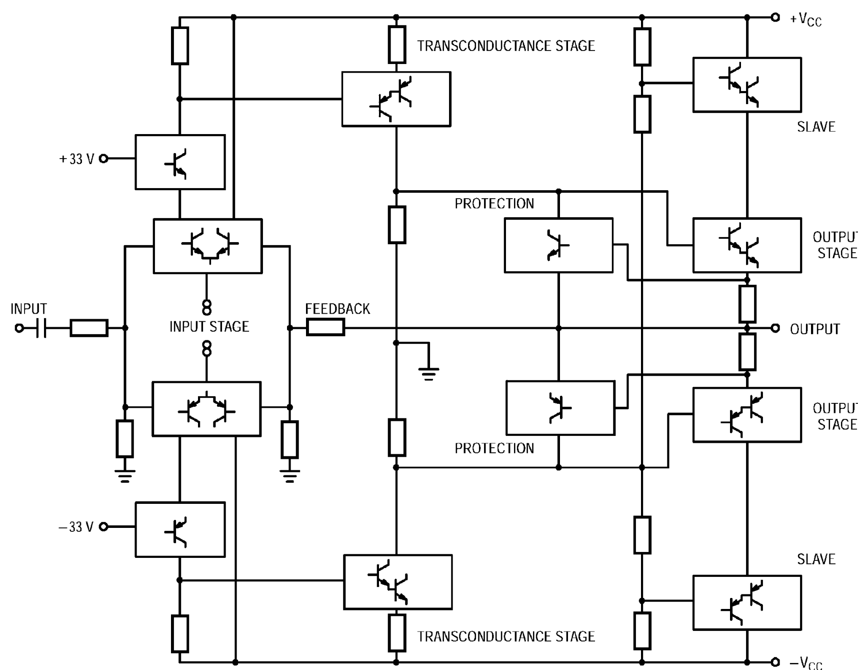
Popis zesilovače 200 W

Koncepce výkonového zesilovače o výkonu 200 W, jehož blokové schéma je na obr. 65 a detailní schéma na obr. 68, je velice podobná předchozí verzi o výkonu 100 W, existuje však několik následujících odlišností.

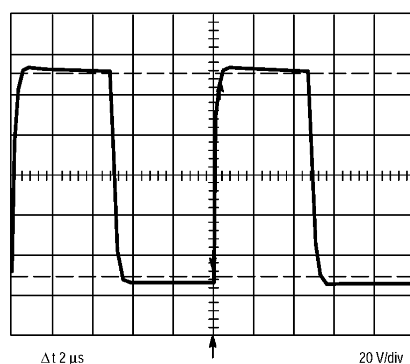
Vzhledem k podstatně vyššímu napájecímu napětí (±81 V) zesilovače 200 W je vstupní zesilovač v kaskódovém zapojení.

Další změnou je paralelní zapojení tranzistorů Q7, Q9 a Q8, Q10 v rozkmitovém stupni (transkonduktančním zesilovači) z důvodu pokrytí většího proudového odběru dalšího stupně.

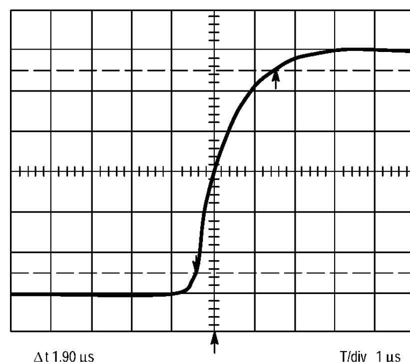
Poslední změnou je sériové (kaskódové) zapojení koncových výkono-



Obr. 65. Blokové schéma zesilovače 200 W



Obr. 66. Signál na výstupu zesilovače 200 W při buzení provoúhlým signálem o kmitočtu 20 kHz



Obr. 67. Detail vzestupné hrany signálu z obr. 66

vých tranzistorů. V tomto zapojení se efektivně a rovnoměrně rozdělí zátěž mezi jednotlivé výkonové tranzistory a ty jsou navíc namáhány jen poloviční velikostí napájecího napětí.

Pro lepší představu o vynikajících dynamických vlastnostech obou výkonových zesilovačů je na obr. 66 osciloskopický průběh napětí na výstupu výkonového zesilovače 200 W při buzení pravoúhlým signálem 20 kHz a při plném výkonu do zátěže 8 Ω. Na obr. 67 je detail vzestupné hrany, naměřený za stejných podmínek.

Bližší specifikace všech použitých součástek pro oba výkonové zesilovače je uvedena v textu nebo v rozpisce součástek.

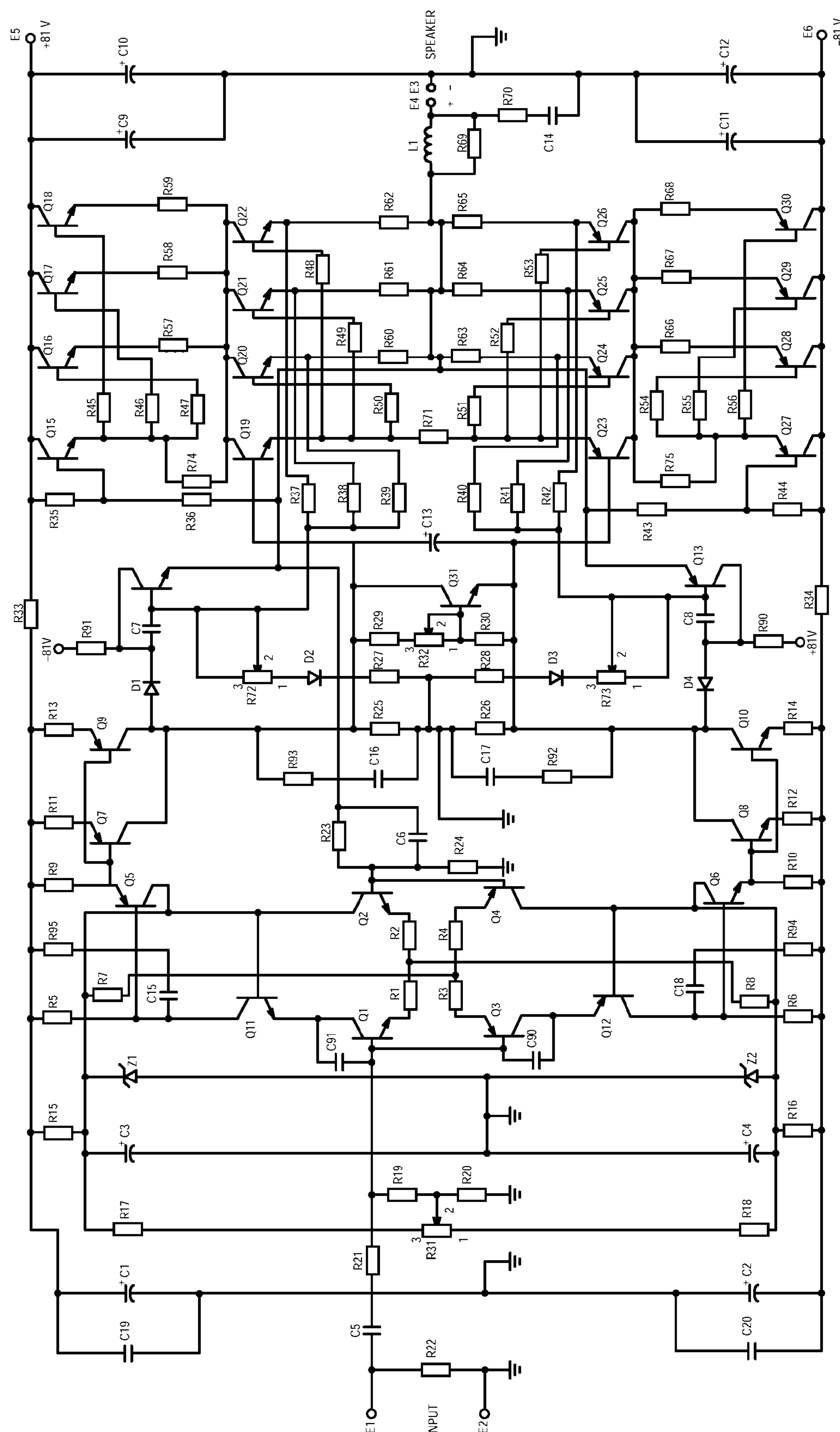
Všechny tranzistory lze nahradit nejbližšími dostupnými typy s podobnými elektrickými parametry. Klíčové výkonové tranzistory 2SC3281 a 2SC1302 má ve svém katalogu např. firma GM Electronic.

Seznam součástek zesilovače 200 W

R1, R2, R3, R4, R37, R38, R39, R40, R41, R42	220 Ω
R5, R62	2,2 kΩ
R7, R82	11,5 kΩ
R9, R10	510 Ω
R11, R12, R13, R14, R71	22 Ω
R15, R16	4,3 kΩ/3 W
R17, R18	51 kΩ
R19	33 kΩ
R20	220 Ω
R21	4,7 kΩ

Tab. 15. Naměřené parametry zesilovače 200 W

Parametr	*Hodnota*	*Poznámka*
Výstupní výkon do zátěže 8Ω	200 W	V kmitočtovém pásmu 20 Hz – 20 kHz
Výstupní výkon do zátěže 4Ω	300 W	V kmitočtovém pásmu 20 Hz – 20 kHz
Výkonová šířka pásma @ 8Ω / +0dB, -3dB	2 Hz – 190 kHz	Impedance zdroje vst. signálu 600 Ω
Celkové harmonické zkreslení + šum @8Ω	< 0,04 %	20 Hz – 20 kHz, 1 W – 200 W
Celkové harmonické zkreslení + šum @4Ω	< 0,09 %	20 Hz – 20 kHz, 1 W – 300 W
Rychlost přeběhu	125 V / µs	
Offset klidového ss výstupního napětí	< ± 50 mV	@ 25 °C
Doba náběhu	< 1,9 µs	napětí pro 50 % plného výkonu při 8 Ω
Vstupní impedance	> 32 kΩ	20 Hz – 20 kHz
Vstupní citlivost pro plný výkon	1,07 V rms	200 W @ 8 Ω, nebo 40 V rms
Vstupní citlivost pro 1 W / 8Ω	76 mV rms	
Výstupní impedance	< 80 mΩ	20 Hz – 20 kHz
Činitel tlumení	100	Vztaženo k 8 Ω
Výstupní šum (křivka A)	< 100 µV	Vstup zakončen 600 Ω
Výstupní šum (křivka C)	< 200 µV	Vstup zakončen 600 Ω
Odstup signál / šum (křivka A)	89 dB	Vztaženo k 1 W @ 8 Ω, nebo 2,83V rms
Odstup signál / šum (křivka C)	106 dB	Vztaženo ke 200 W @ 8 Ω, nebo 40 V rms
Zkratový výstupní proud	9 A	Max.
Špičkový výstupní proud	14 A	Odporová zátěž
Kmitočtová šířka pásma s otevřenou zpětnovazební smyčkou	5 Hz – 18 kHz	Bez zátěže (malý signál), impedance zdroje vst. signálu 600 Ω
Zesílení při otevřené zpětnovazební smyčce	56,7 dB	Bez zátěže (malý signál)
Zesílení při uzavřené zpětnovazební smyčce	31,3 dB	Bez zátěže



Obr. 68. Podrobné schéma zesilovače 200 W

R57, R58, R59,	
R60, R61, R62,	
R63, R64, R65,	
R66, R67, R68	0,47 Ω/5 W
R69	4,7 Ω/3 W
R70	10 Ω/3 W
R72, R73	500 Ω, trimr
R74, R75	51 Ω
R90, R91	22 kΩ
R94, R95	300 Ω
C1, C2	470 μF/100 V
C3, C4	470 μF/50 V
C5	2,2 μF, svitkový, polypropylénový
C6	10 pF/500 V, slídový
C7, C8, C14,	
C19, C20	100 nF, keram., X7R
C9, C10,	
C11, C12	4700 μF/100 V
C13	100 μF/10 V
C15, C16,	
C17, C18	330 pF/500 V, slídový
C90, C91	22 pF/500 V, slídový
L1	2 μH (6 závitů drátu Cu o průměru 1,5 mm² na průměru 41 mm)
D1, D2,	
D3, D4	1N4148
Z1, Z2	1N4752A (Zenerova dioda 33 V/1 W)
Q1, Q2, Q11	MPS8099
Q3, Q4, Q12	MPS8599
Q5	MPSW56
Q6	MPSW06
Q7, Q9	2SA1306B
Q8, Q10	2SC3298B
Q13	MPS750
Q14	MPS650
Q15, Q19	MJF15030
Q16, Q17,	
Q18, Q20,	
Q21, Q22	2SC3281
Q23	MJF15031
Q24, Q25,	
Q26, Q28,	
Q29, Q30	2SA1302
Q31	MPSA06

R22	1 MΩ	R33, R34	15 Ω/1 W
R23	39 kΩ	R35, R36,	
R24	1 kΩ	R43, R44	750 Ω/5 W
R25, R26	2,7 kΩ/3 W	R37, R38, R39,	
R27, R28	3,9 kΩ/2 W	R40, R41, R42	220 Ω
R29	200 Ω	R45, R46, R47,	
R30, R92, R93	100 Ω	R48, R49, R50,	
R31	100 kΩ, trimr	R51, R52, R53,	
R32	100 Ω, trimr	R54, R55, R56	1,2 Ω

Výkonový zesilovač 500/1000 W

Na obr. 69 je schéma jedné poloviny zesilovače, který je schopen v můstkovém zapojení dodat výkon až 1 kW do zátěže o impedanci 8 Ω (monofonní provoz). Při stereofonním provozu dodá zesilovač do zátěže 4 Ω výkon 2x 500 W nebo 2x 250 W při zátěži 8 Ω. To vše při zkreslení menším než 0,1 % a výkonové šířce pásma 10 Hz až 30 kHz. Při výkonech 600 W do zátěže 8 Ω nebo 2x 300 W do zátěže 4 Ω

nebo 2x 200 W do zátěže 8 Ω je zkreslení ještě o řád menší, menší než 0,01 %. Vstupní citlivost zesilovače pro plné vybuzení je 775 mV a činitel tlumení je větší než 100.

Konstrukce tohoto zesilovače s příléhavým názvem „Gigant“ byla již v roce 1986 uveřejněna v [23], dále uvedu jen stručný základní popis.

Stabilizaci napětí ±80 V pro napájení vstupní části a rozkmitového stupně zajišťují monolitické stabilizátory IO1 a IO2, jejichž výstupní napětí je „podloženo“ Zenerovým napětím diod D1 až D4. Zenerovy diody D7 až D12 toto napětí zmenšují na bezpečnou velikost pro napájení nízkošumových tranzistorů T4, T5, T9, T10 (BC550 a BC560), použitých ve vstupním diferenciálním zesilovači.

Velikost kolektorového proudu každého vstupního tranzistoru byla zvolena 0,45 mA jako optimální kompromis pro dosažení malého šumového čísla a velké šířky pásma vstupní části zesilovače.

Jako zdroje konstantního proudu o velikosti 0,9 mA pro napájení dvojic vstupních tranzistorů slouží tranzistory T1 a T6. Tranzistory T2 a T7, zapojené jako diody v kolektorech vstupních tranzistorů T4 a T9, jsou použity k teplotní kompenzaci tranzistorů T3 a T8 v následujícím rozkmitovém stupni. Klidový proud, tekoucí tranzistory T3, T11, T12 a T8 rozkmitového stupně, by měl být přibližně 25 mA. Tento proud se nastavuje odporovým trimrem P1.

Na výstupu zesilovače jsou použity čtyři paralelně zapojené komplementární páry koncových výkonových tranzistorů MOSFET. Diodami D13 až D16 je při zkratu na výstupu zesilovače omezen maximální proud každým koncovým tranzistorem na 5 A. Kondenzátory C18 až C25, připojené paralelně k elektrodám koncových tranzistorů T13 až T16 s vodivostí N, vyrovnávají rozdíl mezielektrodových kapacit mezi tranzistory s vodivostí P a N (použité tranzistory s vodivostí N mají tyto kapacity menší), což přispívá k větší symetrii a stabilitě celého zapojení.

Poněkud neobvyklé by se možná mohlo zdát použití velkého množství rezistorů, zapojených v emitorech koncových tranzistorů. Namísto jednoho drátového rezistoru na vyšší zatěžovací výkon jsou použity vždy čtyři kusy uhlíkových rezistorů pro zatížení 1 W. Je to z toho důvodu, že drátové rezistory mají vzhledem ke své konstrukci (jsou vinuté odporovým drátem) poměrně velkou vlastní indukčnost, která by se zde negativně uplatňovala.

Výkonové zesilovače ve třídě D

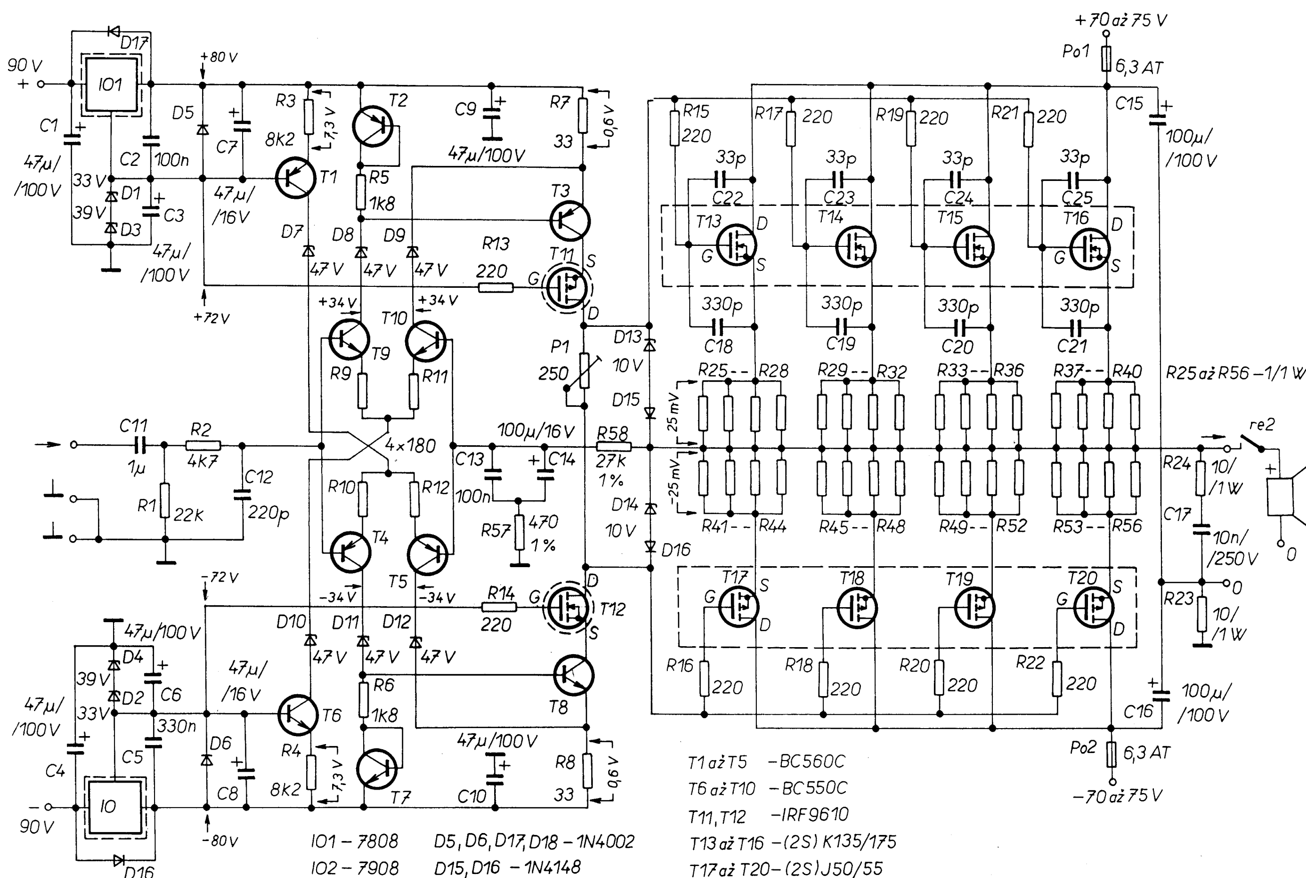
Protože se v poslední době díky některým svým neustále zdokonalovaným vlastnostem stále více prosazují výkonové zesilovače pracující ve třídě D, nemohou samozřejmě chybět ani v tomto čísle časopisu.

Výkonové zesilovače ve třídě D, stručně řečeno, zpracovávají analogový signál s použitím techniky pulsně šířkové modulace (PWM = **P**ulse **W**idth **M**odulation), což je klíčem k dosažení extrémně vysoké účinnosti tohoto typu výkonových zesilovačů. Na výstupu zesilovače jsou pravoúhlé impulsy o vysokém kmitočtu s proměnnou šířkou, která nese informaci o okamžité velikosti analogového vstupního nf signálu.

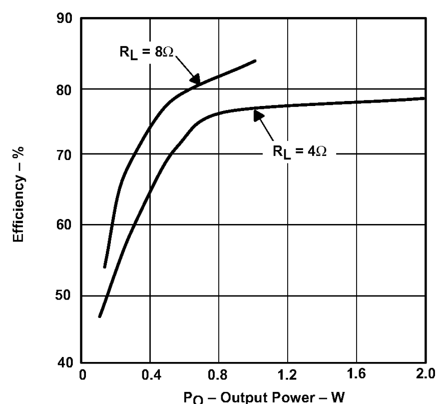
Původně jsem připravil poměrně obsáhlý popis většího množství různých zapojení výkonových zesilovačů ve třídě D, s výkony v rozmezí od 1 W do 200 W, a to jak s integrovanými obvody od různých výrobců, tak i s diskrétními tranzistory. Bohužel, vzhledem k omezenému rozsahu časopisu jsem musel tuto kapitolu výrazněji zkrátit a omezit se zatím jen na popis prvního zapojení s integrovaným obvodem od firmy Texas Instruments, která, podle mého názoru, patří v oblasti vývoje integrovaných zesilovačů pracujících ve třídě D ke světové špičce. Více tedy snad někdy příště.

Integrovaný obvod TPA005D02 představuje monolitický výkonový stereofonní nf zesilovač. Pracuje ve třídě D s velkou spínací rychlostí a ve výkonové části používá tranzistory DMOS.

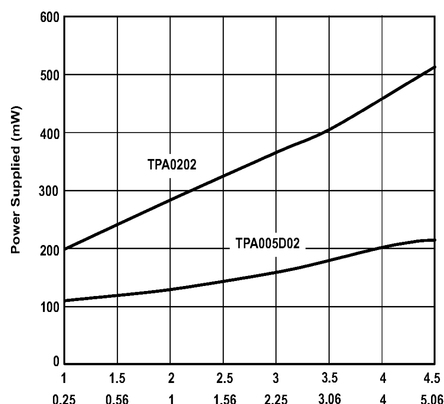
Tento obvod se vyznačuje, jak jinak, velkou účinností. To dokresluje graf na obr. 70, kde je vynesena účinnost zesilovače v závislosti na výstupním výkonu a na velikosti zatěžovacího odporu.



Obr. 69. Zesilovač 500/1000 W



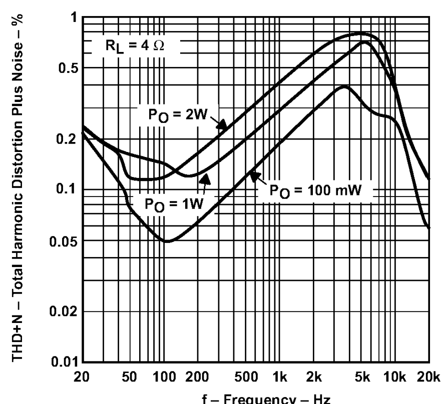
Obr. 70. Závislost účinnosti (Efficiency) zesilovače s TPA005D02 na výstupním výkonu P_o a na velikosti zatěžovacího odporu R_L



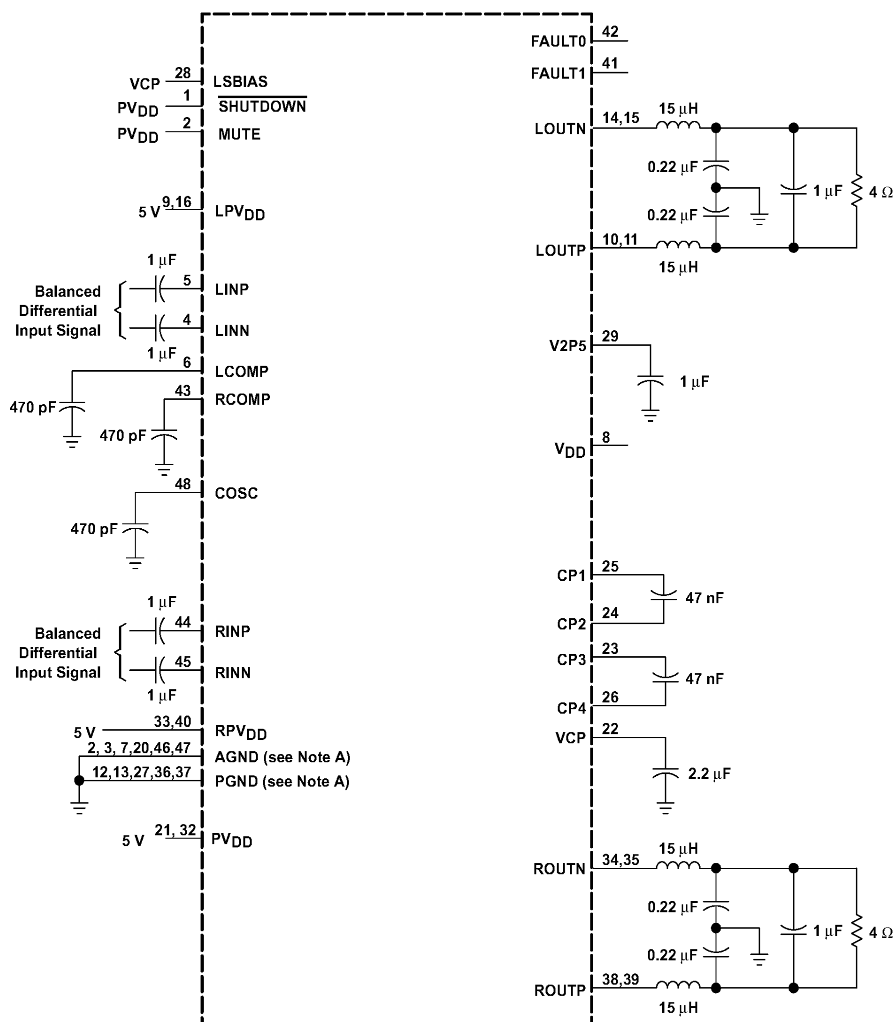
Obr. 71. Porovnání spotřeby (Power Suplied) zesilovačů s TPA005D02 a s TPA0202 při zpracovávání hudebního signálu. Na vodorovné ose v horní řádce je vyneseno špičkové výstupní napětí [V], v dolní řádce je špičkový výstupní výkon [W]

Rozdíl mezi spotřebou obvodu TPA005D02, který pracuje ve třídě D a mezi spotřebou obdobného obvodu TPA0202, který pracuje jako lineární zesilovač, nejlépe podtrhuje graf na obr. 71, který srovnává spotřebu obou inegrovaných obvodů za stejných podmínek při zpracovávání hudebního signálu.

Zesilovač TPA005D02 je při napájecím napětí 5 V schopen dodávat do zátěže o impedanci 4 Ω trvale střední výkon 2 W a špičkově až 5 W.



Obr. 72. Závislost THD a šumu (THD + N) zesilovače s TPA005D02 na kmitočtu f a výstupním výkonu P_O



Obr. 73. Zesilovač 2x 2 W s obvodem TPA005D02, pracující ve třídě D

Výkonové zesilovače levého a pravého kanálu jsou sestaveny vždy ze dvou zesilovačů v můstkovém zapojení. Tato konfigurace má výhodu také v tom, že eliminuje potřebu vnějších oddělovacích kondenzátorů s velkou kapacitou (na výstupu). Signálem přivedeným na vstup SHUTDOWN lze výkonový zesilovač uvést do úsporného klidového režimu s proudovou spotřebou menší než 400 µA, což je velice výhodné zejména při bateriovém napájení.

Vysoký spínací kmitočet obvodu TPA005D02 dovoluje, aby byl výstupní filtr v každém kanálu tvořen pouze třemi malými kondenzátory a dvěma indukčnostmi. Vysoký spínací kmitočet rovněž zaručuje malé zkreslení i šum. Velikost celkového harmonického zkreslení (THD) a šumu v závislosti na kmitočtu pro výstupní výkony 100 mW, 1 W a 2 W do zátěže o odporu 4 Ω je zanesena v grafu na obr. 72.

V obvodu TPA005D02 je vestavěna ochrana proti tepelnému přetížení a při podpětí je obvod odpojen, což zvyšuje jeho spolehlivost. Obvod TPA005D02 je vyráběn ve čtyřicetiosmivývodovém pouzdře PowerPAD TSSOP pro povrchovou montáž.

Základní aplikační zapojení obvodu TPA005D02 je na obr. 73 a jak je ze schématu vidět, vyžaduje obvod ke své činnosti jen opravdu minimální počet vnějších součástek.

Doplňky k výkonovým zesilovačům

Doplněk pro ochranu reproduktorů

Na obr. 74 je doplněk pro ochranu reproduktorů v reproduktorových soustavách před stejnosměrným napětím při poruše výkonového zesilovače, ke kterému jsou připojeny. Doplněk dále zpožďuje připojení reproduktorových soustav k výstupu zesilovače po jeho zapnutí, aby se předešlo nepříjemným rázům během ustalování stejnosměrných pracovních podmínek zesilovače. Přípravek též umožňuje pomocí tří mikrospínačů manuálně připojit a odpojit reproduktorové soustavy (jednotlivě i společně). Připojení soustav je indikováno diodami LED.

Popisované zařízení jsem během posledních let využíval s různými malými modifikacemi jako samostatný modul v konstrukcích několika výko-

nových zesilovačů. Zařízení je přes svoji nenáročnost na použité součástky velice spolehlivé a může jím být doplněn prakticky každý výkonový zesilovač.

Signál z výstupů výkonového zesilovače je přiveden na vstupní svorky doplňku, které jsou označené IN-LEFT a IN-RIGHT. Dále budu popisovat činnost zapojení pouze pro větev levého kanálu, protože pravý kanál je identický.

Ve vstupu IN-LEFT jsou zapojeny dva odporové děliče. První, s rezistory R1 a R2, slouží jako dělič napětí pro vstup indikátoru výstupního výkonu. Ze středu děliče je vyveden výstup označený L-IND. Tento dělič jsem umístil na desku doplňku proto, abych nemusel vést signál přímo z výstupu výkonového zesilovače ještě také k desce indikátoru (který je umístěn na předním panelu výkonového zesilovače), čímž by se zvětšilo riziko případného zkratu.

Ze středu druhého děliče, tvořeného rezistory R3 a R4, je signál veden na filtrační kondenzátor a usměrňovač s diodami D1 až D4. Filtrační kondenzátor musí být bipolární, protože je na něj přiváděno střídavé nízkofrekvenční napětí. Z tohoto důvodu je tvořen dvěma antisériově zapojenými běžnými elektrolytickými kondenzátory.

V závislosti na odporech rezistorů v děliči a na kapacitě filtračního kondenzátoru je vytvořena odpovídající časová konstanta, takže se filtrační kondenzátor nízkofrekvenčním střídavým napětím nestačí nabít. Pokud se však na výstupu výkonového zesilovače objeví z důvodu jakékoli poruchy nežádoucí stejnosměrné napětí, které by mohlo poškodit cívku reproduktoru, kondenzátor se nabije.

Můstkový usměrňovač z diod D1 až D4 zajišťuje, že při jakékoliv polaritě stejnosměrného napětí na výstupu zesilovače se na bázi tranzistoru T1 vždy objeví napětí s kladnou polaritou, které tranzistor sepne.

Přes kolektor tranzistoru T1 a diodu D5 se spojí se zemí báze tranzistoru T2 a ten následně vypne. V obvodu kolektoru T2 je zapojena cívka relé, přes jehož spínací kontakty je při správné funkci připojena reproduktorová soustava k výstupu výkonového zesilovače. V případě poruchy bude tedy reproduktorová soustava od výstupu výkonového zesilovače okamžitě odpojena a to až do doby, kdy bude závada odstraněna. Dioda D6, která je zapojená paralelně k cívce relé K1 omezuje nebezpečné špičky napětí opačné polarity, vznikající obecně při vypínání indukční zátěže.

Do báze tranzistoru T2 je přes rezistor R8 přiveden ještě signál z výstupu invertoru IC2A.

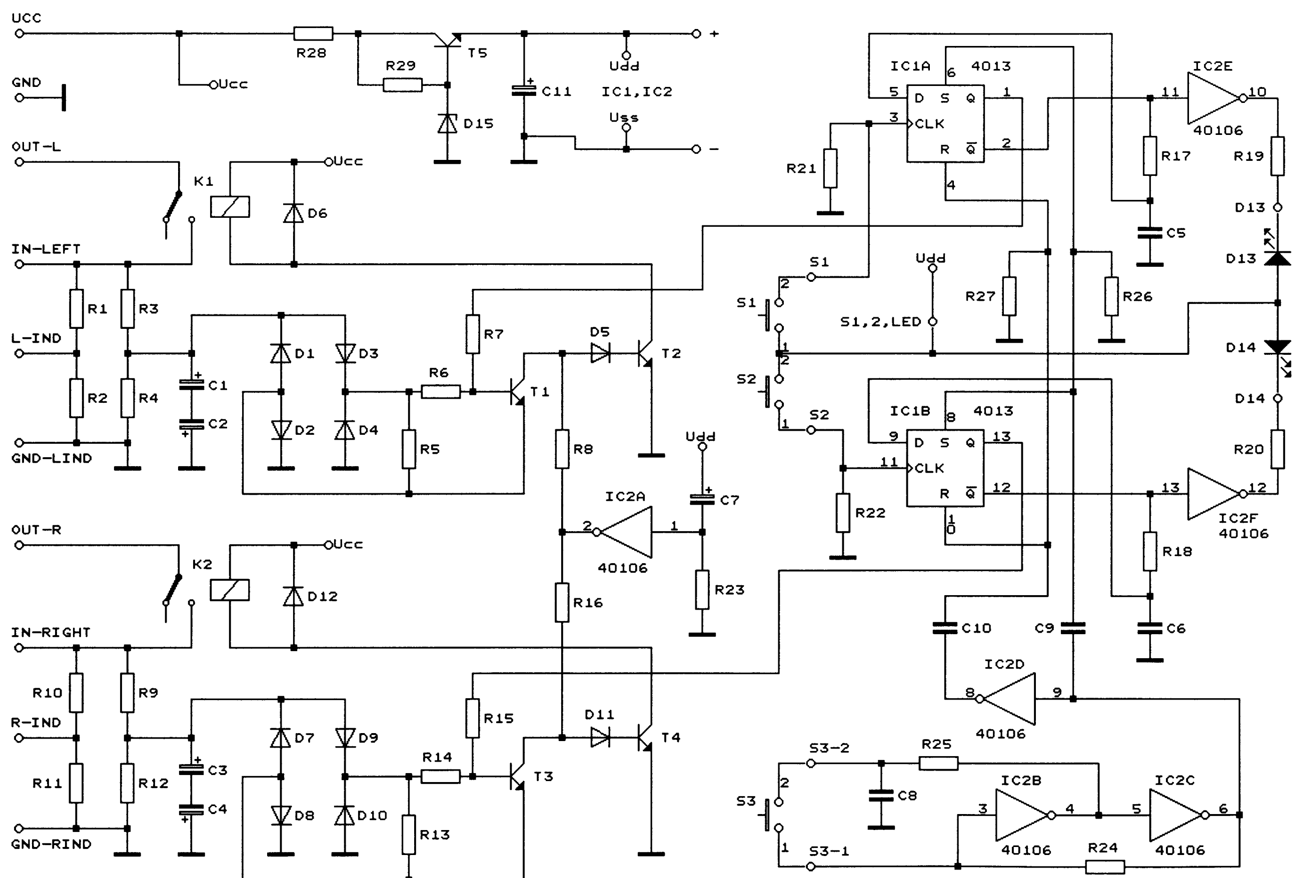
Bezprostředně po zapnutí doplňku se na vstupu invertoru objeví vysoká logická úroveň, protože se kondenzátor C7 chvíli nabíjí proudem přes rezistor R23, na kterém vznikne úbytek napětí. Na výstupu invertoru je tedy po určitou dobu po zapnutí nízká logická úroveň, tranzistory T2 a T4 jsou vypnuté, kontakty relé jsou rozpojené a reproduktorové soustavy nejsou připojené k výstupu výkonového zesilovače. Tento stav trvá po dobu, danou časovou konstantou článku C7, R23.

Poté, co se kondenzátor C7 nabije, rezistorem R23 přestane protékat proud. Na vstupu invertoru IC2A se ustálí nízká úroveň, protože je tento vstup přes rezistor R23 spojen se zemí. Výstup IC2A přejde do vysoké úrovně a napětím z výstupu IC2A se tranzistory T2 a T4 sepnou. Následkem toho sepnou i relé K1 a K2, zapojené v jejich kolektorech, a reproduktorové soustavy se připojí k výstupům výkonového zesilovače.

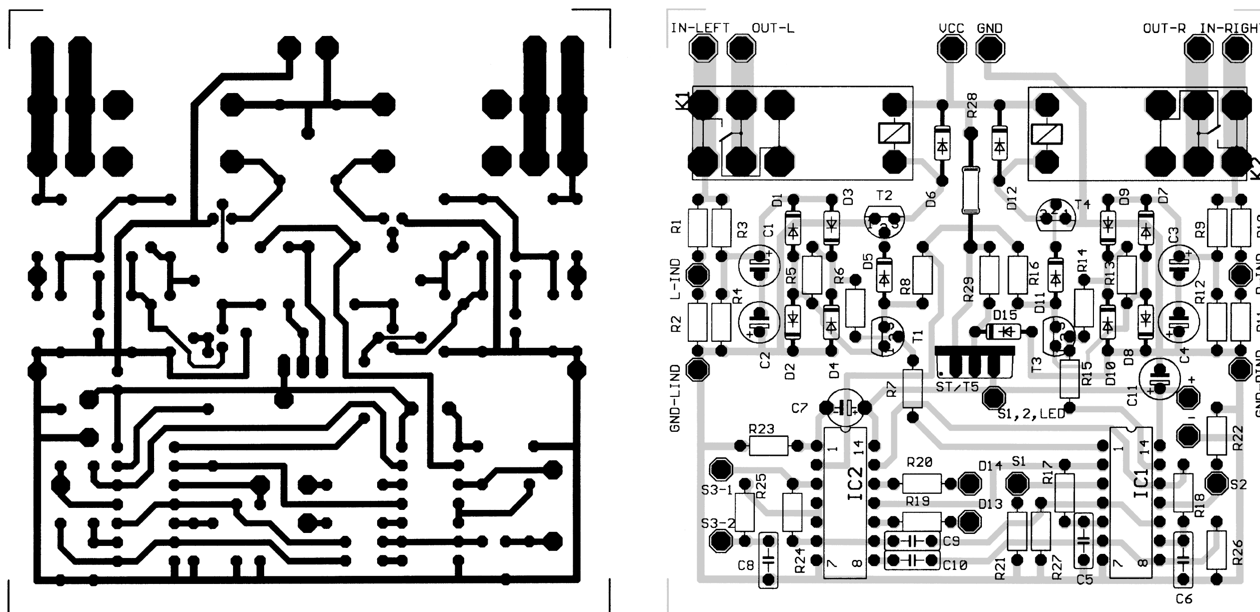
Tak je zajištěno, že se reproduktorové soustavy připojí po zapnutí výkonového zesilovače k jeho výstupu se zpožděním až po ustálení stejnosměrných pracovních podmínek, a tím se předejde rázům a jiným nepříjemným zvukům, vznikajícím při zapnutí zesilovače. Doba opožděného zapnutí relé je asi 2 s (s hodnotami C7 a R23, uvedenými v rozpisce) a lze ji libovolně zkrátit nebo prodloužit např. změnou kapacity C7 (zvětšením kapacity se prodlouží opoždění).

Další částí doplňku je obvod, kterým lze manuálně připojit nebo odpojit reproduktorové soustavy.

Pomocí tří tlačítek (mikrospínačů) S1 až S3 lze každou reproduktorovou soustavu nezávisle připojit či naopak odpojit, popř. lze připojit nebo odpojit obě soustavy jedním tlačítkem současně.



Obr. 74. Doplněk pro ochranu reproduktorů



Obr. 75. Obrazec plošných spojů a rozmístění součástek na desce doplňku pro ochranu reproduktorů (měř.: 1:1)

Pro ovládání levého kanálu slouží tlačítko S1, pro ovládání pravého kanálu tlačítko S2 a pro současné ovládání obou kanálů tlačítko S3.

V klidovém stavu je na výstupech Q obou klopných obvodů IC1A a IC1B nízká úroveň a na výstupech negované Q je vysoká úroveň. Přes invertory IC2E a IC2F jsou sepnuty diody LED D13 a D14, které svým svitem indikují, že k výstupům výkonového zesilovače by měly být připojeny obě reprosoustavy. Po aktivaci hodinového vstupu CLK mžikovým stisknutím příslušného mikrospínače se výstup Q i negované Q překlopí. Odpovídající dioda LED zhasne a napětím na výstupu Q se přes rezistor R7 nebo R15 sepne tranzistor T1 nebo T3 a reproduktorová soustava se odpojí. Dalším stisknutím mikrospínače se obvod uvede do původního stavu.

Stisknutím mikrospínače S3 se připojí a odpojí obě soustavy najednou. K současnému ovládání obou klopných obvodů IC1A a IC1B jsou v tomto případě využity vstupy S a R, jinak je celý proces stejný jako v předchozím případě.

Ve zdroji napětí +5 V pro napájení integrovaných obvodů a LED můžeme při napájecím napětí UCC menším než 35 V použít na pozici T5 monolitický stabilizátor z řady 7805 (potom vynecháme rezistor R29 a Zenerovu diodu D15 nahradíme drátovou propojkou) nebo při vyšším napětí UCC použijeme tranzistor s odpovídajícím závěrným napětím v zapojení podle schématu. Na desce s plošnými spoji je pamatováno na všechny tyto varianty, je možné použít i stabilizátor nebo tranzistor v pouzdru TO220, musíme však dát pozor na správné zapojení vývodů!

Obrazec plošných spojů a rozmístění součástek na desce doplňku pro ochranu reproduktorů je na obr. 75.

V tab. 16 je uveden seznam relé značky Feme, která se vyrábějí v provedení pro přímé zapájení do desky s plošnými spoji v širokém sortimentu s rozsahem pracovních napětí cívky již od 2 V do 136 V. Maximální proud přes kontakty je přibližně o 20 % větší, než je velikost jmenovitého proudu. Tato relé by měla být k dostání v prodejnách GM Electronic. Pokud bude modul napájen přímo z napájecího zdroje pro výkonový zesilovač, vybereme z tabulky podle velikosti napájecího napětí nejvhodnější typ relé.

Tab. 16. Relé FEME pro plošné spoje, typy v závislosti na napájecím napětí

Typ	*Pracovní napětí*	*Odpor cívky*	*Jmenovitý proud přes kontakty*
RELFMZPA 4005	1,98 – 3,5 V	11 Ω	2 × 5 A
RELGMZHA 4910	2,34 – 4,05 V	82 Ω	2 × 10 A
RELEMZPA 4116	3,13 – 5,75 V	30 Ω	16 A
RELFMZPA 4105	3,3 – 5,75 V	30 Ω	2 × 5 A
RELFMZPA 4205	4,52 – 7,8 V	55 Ω	2 × 5 A
RELFMZPA 4305	6,49 – 11 V	110 Ω	2 × 5 A
RELEMZPA 4516	7,07 – 17,6 V	280 Ω	16 A
RELEMZPA 4416	7,6 – 13,7 V	170 Ω	16 A
RELFMZPA 4405	7,99 – 13,7 V	170 Ω	2 × 5 A
RELFMZPA 4510	9,98 – 17,6 V	280 Ω	2 × 10 A
RELFMZPA 4505	9,98 – 17,6 V	280 Ω	2 × 5 A
RELEMZPA 4816	12,6 – 30,8 V	860 Ω	16 A
RELFMZPA 4810	12,6 – 30,8 V	860 Ω	2 × 10 A
RELFMZPA 4605	13 – 22,5 V	450 Ω	2 × 5 A
RELFMZPA 4710	16,3 – 28,6 V	720 Ω	2 × 10 A
RELFMZPA 4705	16,3 – 28,6 V	860 Ω	2 × 5 A
RELFMZPA 4805	18 – 30,8 V	860 Ω	2 × 5 A
RELEMZPA 4916	19,7 – 35,7 V	1150 Ω	16 A
RELFMZPA 4905	20,7 – 35,7 V	1150 Ω	2 × 5 A
RELFMZPA 5005	26,2 – 44 V	1750 Ω	2 × 5 A
RELFMZPA 5105	32,6 – 55 V	2700 Ω	2 × 5 A
RELFMZPA 5310	52 – 84,7 V	6450 Ω	2 × 10 A
RELFMZPA 5605	87,9 – 136 V	16200 Ω	2 × 5 A

Seznam součástek

R1, R2, R10, R11	viz text
R3, R9	22 kΩ
R4, R5, R12, R13	56 kΩ
R6, R14	820 Ω
R7, R15	68 kΩ
R8, R16	6,8 kΩ
R17, R18 R23	2,2 MΩ
R19, R20, R29	1 kΩ
R21, R22 R24	100 kΩ
R25	1 MΩ
R26, R27	10 kΩ
R28	4,7 kΩ
C1, C2, C3, C4	22 μF/63 V
C5, C6, C8	100 nF, fóliový
C7	1 μF/25 V
C9, C10	10 nF, fóliový
C11	47 μF/16 V
D1 až D5, D7 až D11	1N4148
D6, D12	BAV21
D13, D14	LED
D15	BZX83/5,6 V
T1, T3	BC547
T2, T4	BC337
T5	BC546
IC 1	CMOS 4013
IC 2	CMOS 40106
K1, K2	relé FEME, viz text

Internetové adresy se zaměřením na elektroniku

ADRESA	FIRMA	POZNÁMKA
http://www.allegromicro.com	Allegro Microsystems	Firemní stránky a dokumentace v PDF
http://analog.com	Analog Devices	
http://www.theriver.com/apexmicrotech/	Apex	
http://www.apgate.com	Apple Gate	Adresáře firem nejen elektronických - perfektní vyhledávání podle produktů
http://www.aradio.cz	A-Radio	Stránky časopisů Praktická elektronika a Konstrukční elektronika
http://www.automationshop.cz	Automationshop	Obchod s automatizační technikou
http://www.avxcorp.com	AVX Kyocera	Katalogové listy všech vyráběných součástek, progra-my pro vyhledávání rezonátorů, značení kondenzátorů
http://www.burr-brown.com	Burr - Brown	
http://www.cirrus.com/products/categories/consumer.htm	Cirrus Logic	Kvalitní D/A a A/D převodníky pro audio
http://www.cmlmicro.co.uk/	CML	
http://www.dalsemi.com	Dallas	
http://www.engr.unl.edu/ee/eeshop/netsites.html	E.E. Project Sites	Seznam linků na zajímavá místa s elektronikou
http://www.ednmag.com/	EDN	Stránky časopisu EDN
http://www.elantec.com	Elantec	
http://www.elecdesign.com	Elecronic Design	Stránky časopisu Electronic Design
http://www.fairchildsemi.com	Fairchild	
http://www.farnel.com	Farnell	Distributor elektronických součástek
http://www.semi.harris.com	Harris	
http://www.hp.com	Hewlett Packard	Firemní stránka
http://www.hp.com/go/components	Hewlett Packard	Přímo informace o součástkách
http://www.holtek.com	Holtek	
http://www.cherry-semi.com	Cherry Semiconductors	
http://www.xs4all.nl/~ganswijk/chipdir	Chip Directory	Katalogové listy elektronických součástek
http://www.pepco.be	I P E	Časopis Industrial Products Eastern Europe
http://www.ichaus.com	IC-Haus	
http://www.infineon.com	Infineon	Dceřinná společnost Siemens
http://www.intersil.com	Intersil	
http://www.irf.com	IRF	International Rectifier
http://www.ivex.com/	Ivex	Software pro návrh plošných spojů WinBoard a WinDraft
http://www.cpeclub.com	Klub přátel elektroniky	Server se službami pro elektroniky
http://www.radioplus.cz	KTE	Stránka časopisu KTE - Rádio plus
http://linear-tech.com	Linear Technology	
http://www.maxim-ic.com	Maxim	
http://www.megabooks.cz	Megabooks	Dovoz odborné zahraniční literatury
http://Design-NET.com	Motorola	Možnost vyžádání dokumentů přes Mfax
http://www.mot-sps.com/books/current.html	Motorola	Literatura v PDF
http://www.mot.com	Motorola	
http://www.natsemi.com	National Semiconductor	
http://www.necol.com	NEC	Firemní stránky + literatura
http://www.onsemi.com	ON Semiconductor	Bývalá divize Motoroly
http://www.semiconductors.philips.com	Philips	Další adresa Philips
http://www-us.semiconductors.philips.com	Philips	Adresa Philips
http://www.powerint.com	Power Integrations	
http://www.pramet.cz	Pramet a.s.	Pramet Šumperk
http://www.protel.com	Protel	SW pro kreslení schemat a návrh desek s plošnými spoji
http://www.sames.co.za/	Sames	
http://www.allegromicro.com	Sanken	
http://www.stech.cz	Sdělovací Technika	Stránka časopisu sdělovací technika
http://www.semtech.com	Semtech	Firemní stránky, dokumentace
http://www.st.com	SGS - Thomson	
http://www.siemens.de/semiconductor	Siemens	Siemens - divize polovodiče
http://www.spectrum-soft.com	Spectrum Software	Program Micro-Cap V pro kreslení schémat a počítačovou simulaci obvodů
http://www.summitmicro.com	Summit	
http://www.supertex.com	Supertex	Stránka firmy Supertex - výrobce polovodičových součástek
http://www.telcom-semi.com	TelCom Semiconductor	
http://www.temic.com	Temic	
http://www.ti.com	Texas Instruments	
http://www.toshiba.co.jp	Toshiba	Firemní stránka Toshiba Corporation
http://www.unitrode.com	Unitrode	
http://www.zetex.com	Zetex	Firemní stránka, literatura
http://www.ee.washington.edu/eeca		Archiv elektronických zapojení
http://www.ee.ualberta.ca/~charro/cookbook		Elektronická kuchařka
http://www.epn-online.com		Info o mnoha firmách a nových součástkách, vyhledávání firem a součástek
http://www.elektrika.cz		Internetová podoba časopisu Elektrika a ceníky firem - zejména silnoproudý materiál
http://www.el.co.yu		Jugoslávská stránka se spoustou užitečných radioamaterských programů ke stažení
http://www.rfglobalnet.com		Místo zaměřené zejména na VF techniku a klasickou radiotechniku + časopisy
http://web.wse.nadn.navy.mil/wse/academic/resrch/picsim3.htm		SW simulátor mikroprocesorů PIC + manuál
http://www.hyperelectronics.com		Vyhledávání elektronických komponentů a jejich výrobců
http://www.geocities.com/ResearchTriangle/Forum/8070/		Různá zajímavá zapojení
http://www.gernsback.com		Stránky časopisů Electronic Now a Popular Electronics

Literatura

[1] *Bartoň, K.*: Širokopásmový kompandér Hi-Fi. Praktická elektronika 1/1998, s. 10 až 13.

[2] *Bartoň, K.*: High-End zařízení pro potlačení šumu SSM2000. Praktická elektronika 3/2000, s. 16 až 20.

[3] *Bartoň, K.*: Obvody pro napájecí zdroje - popis IO TL431. Konstrukční elektronika 4/1998, s. 150, 151.

[4] Diskreter Ulti – Preamp. Elektor 7-8/ /1994, s. 96, 97.

[5] Ein schneller Meß-Endverstärker. Funkschau 8/1984, s. 87 až 88.

[6] Analog – Schaltungstechnik. Elrad 7-8/ /1988, s. 113.

[7] Phono Preamp. Popular Electronics 3/ /1981, s. 80 až 82.

[8] MC - Vorverstärker. Elektor 3/1991, s. 22 až 25.

[9] MC/MD - Vorverstärker. Elektor 12/ /1986, s. 62.

[10] Hi-Fi Vorverstärker. ELO 8/1986, s. 24.

[11] Rumpel/Subsonic - filter. Elektor 7-8/ /1990, s. 60.

[12] *Protheroe, D. W.*: Simple active filters for equalizers. Wireless World 9/1980, s. 77.

[13] *Self, D.*: Precision Preamplifier. Wireless World 10/1983, s. 31 až 34.

[14] *Baxandall, P.*: Audio Gain Controls. Wireless World 11/1980, s. 79 až 81.

[15] *Porter B. E.*: Tone control. Wireless World 1/1984, s. 73.

[16] Clipping-Indikator. Elektor 2/1992, s. 32 až 34.

[17] ELO 4/1988, s. 89.

[18] Gehörrichtige Lautstärkeeinstellung. Elektor 10/1992, s. 53.

[19] *-Lx-*: Má fyziologická regulace hlasitosti své oprávnění ? Amatérské Radio 3/1979.

[20] Audio circuits using the NE5532/3/4. Application Note 142, Philips Semiconductors.

[21] Impulse-noise blanker module. Wireless World 1/1983, s. 48.

[22] *Gorin, J.*: Click and Pop Filter for your STEREO. Radio - Electronics 5 a 6/1986.

[23] *Scherer, T.*: Gigant. Elektor 5/1986.

[24] TEA6360, 5 - band stereo equalizer circuit. Philips Semiconductors.

[25] The I^{2}C-bus and how to use it (including specifications). Philips Semiconductors.

[26] The I^{2}C-bus Specification, Version 2.0. Philips Semiconductors, December 1998.

[27] I^{2}C-bus allocation table. Philips Semiconductors.

[28] LMC835 Digital - Controlled Graphic Equalizer Data Sheet. National Semiconductor Corporation.

[29] Designing with the LMC835 Digital - - Controlled Graphic Equalizer. Application Note 435, National Semiconductor Corporation.

[30] *Hefley, A.*: 100 and 200 Watt High Fidelity Audio Amplifiers Utilizing a Wideband - Low Feedback Design. Application Note AN1308, Motorola.

[31] *Priškin, J.*: Objevte tajemství „lepšího zvuku elektronek“. Praktická elektronika 10/2000, s. 30, 31.

[32] TDA8571J - 4x 40 W BTL quad car radio power amplifier. Philips Semiconductors.

[32] TPA005D02, 2 W Stereo Class-D Audio Power Amplifier. Texas Instruments.

[34] TPA2000D2, 2 W Filterless Stereo Class-D Audio Power Amplifier. Texas Instruments.

[35] TPA2000D2, Filterless Class-D Audio Power Amplifier Amplifier Evaluation Module. Texas Instruments.

KLUB AMARO

- nové podmínky předplatitelských slev!

Od 1. 1. 2001 se mění podmínky pro poskytování slev na předplatné našich časopisů. Naše vydavatelství se rozhodlo založit KLUB AMARO, jehož členy se *AUTOMATICKY* stávají všichni předplatitelé, kteří k tomuto datu mají zajištěno předplatné u firmy AMARO spol. s r. o., na adrese Radlická 2, Praha 5, a časopisy jim jsou zasílány prostřednictvím firmy SEND.

Členství v KLUBU je podmíněno prodloužením celoročního předplatného některého z našich časopisů, jinak zaniká zasláním posledního předplaceného čísla.

Členství v našem KLUBU přináší zajímavé slevy na předplatné všech našich časopisů (viz objednací lístek) a jednak výrazné slevy na nákup námi vydávaných CD ROM, prodávaných a zasílaných firmou AMARO.

Novým zájemcům budou slevy poskytovány pouze v případě dodržení výše uvedených podmínek!

OBJEDNÁVKA PRO ČESKOU REPUBLIKU

Zvýhodněná předplatitelská cena našich titulů - 30 Kč/výtisk (běžná cena 36 Kč)



Praktická elektronika A Radio - měsíčník

roční předplatné 360,- Kč

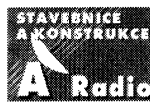
☐ ks od čísla ....



Konstrukční elektronika A Radio - 2měsíčník

roční předplatné 180,- Kč

☐ ks od čísla ....



Stavebnice a Konstrukce A Radio - 2měsíčník

roční předplatné 156,- Kč

☐ ks od čísla ....



Amatérské Radio - měsíčník

roční předplatné 360,- Kč

☐ ks od čísla ....

ELECTUS 2001 - příloha PE

předplatné 30 Kč (běžná cena 50 Kč)

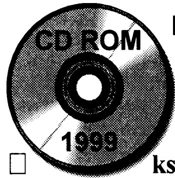
☐ ks

Pokud již využíváte našich služeb, neobjednávejte, předplatné vám bude prodlouženo automaticky. Při kompletní objednávce všech časopisů - roční úspora 224,- Kč. Poštovné je hrazeno vydavatelem. Poskytujeme množstevní slevy při hromaných objednávkách.

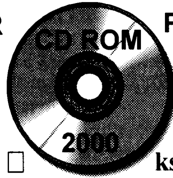


1996 ☐ ks
1997 ☐ ks
1998 ☐ ks

PE a KE na CD ROM již na skladě



☐ ks PE, KE, AR a S a K na CD ROM již na skladě



☐ ks PE, KE, AR a S a K na CD ROM březen 2001

Sada 3 CD ROM s naskenovanými ročníky AR 1987 až 1995. Cena pro předplatitele 750,- Kč, běžná cena 900,- Kč

☐ ks

Pro předplatitele za ročník 96, 97, 98 cena 170,- Kč; běžná cena 290,- Kč. Za ročník 99 a následující (navíc obsahují Amatérské Radio a Stavebnice a Konstrukce) je cena pro předplatitele 220,- Kč; běžná cena 350,- Kč. CD ROM zasíláme na dobírku, k ceně se připočte balné a poštovné. Lze si ho také vyzvednout osobně na níže uvedené adrese.

Příjmení:.. Jméno: ....

Adresa:.. PSČ: ....

Organizace doplní název firmy:...

IČO:............................. DIČ:....................................... Tel./fax:...

Zašlete na adresu: AMARO spol. s r. o., Radlická 2, 150 00 Praha 5, Tel./fax: (02) 57 31 73 13